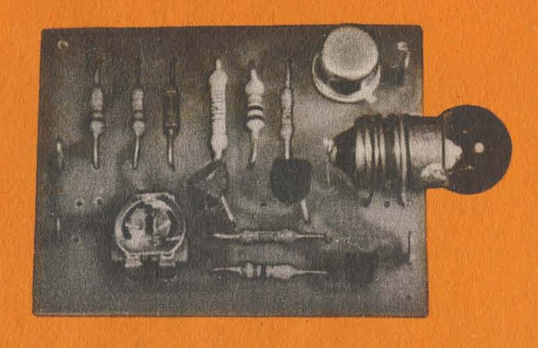
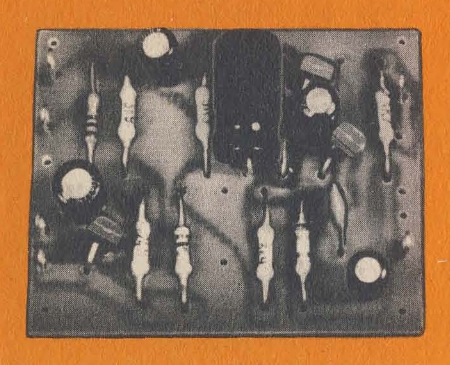
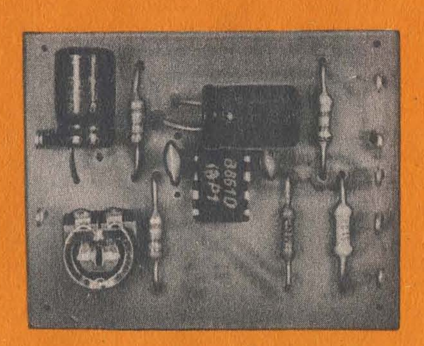


Bauplan 58

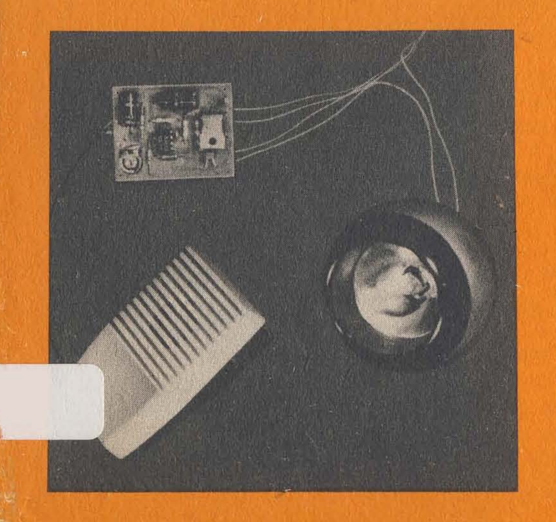


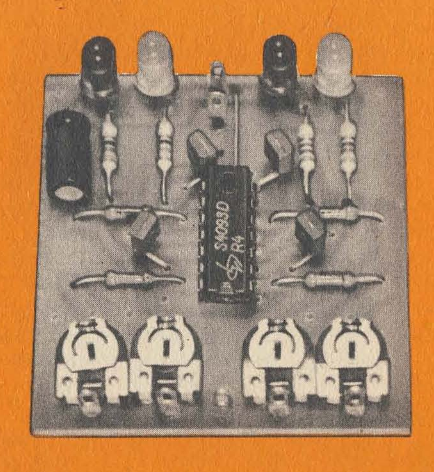




Klaus Schlenzig

Wege zur Mikroelektronik





Inhalt

1. Einleitung

Baupläne sind Anleitungen für Praktiker. Ihr Spektrum reicht von einfacher Transistorelektronik bis zu weit anspruchsvolleren Schaltkreisanwendungen. Der Schwierigkeitsgrad einer Schaltung ist dabei nicht immer ein Maß für ihre Wirksamkeit. Es gibt einfache Objekte, die zu bauen auch den Fortgeschrittenen reizt, und kompliziertere, die dem Anfänger Ansporn zum tieferen Eindringen in die Elektronik sein können, weil er sie ebenfalls bauen und begreifen möchte.

Baupläne werden hauptsächlich für die Freizeitgestaltung geschrieben. Die Übergänge zu Schule und Beruf sind aber fließend. Von Zeit zu Zeit ist daher in der Reihe ein Thema nützlich, das auf Fragen und Wünsche der ständig neu zur Elektronik stoßenden «Einsteiger» jeder Altersgruppe eingeht, das ihnen Informationen gibt zum leichteren Start, gleichzeitig und vordergründig aber auch Objekte bietet, die (dadurch) überschaubar und «machbar» wirken, selbst für den zunächst einfach nur Neugierigen.

Die moderne Mikroelektronik macht es leicht, solche kleinen und auch dem Fortgeschrittenen nützlichen Dinge zu beschreiben. Das bewährte *typofix*-Leiterplattenprinzip unterstützt die Realisierung wirkungsvoll.

Auf 32 Bauplanseiten kann natürlich nur ein begrenzter Bereich behandelt werden. Es kommt darauf an, ihn so zu gestalten, daß Information und Anregung zueinander ausgewogen bleiben. Dieser Forderung entspricht die folgende Sammlung kleiner, aber vielseitig nutzbarer Objekte aus verschiedenen Gebieten der Elektronik in Leiterplattenform. Es handelt sich um Transistor- und um moderne Schaltkreislösungen. Die erstgenannten eignen sich zum kurzgefaßten Erläutern einiger grundsätzlicher Zusammenhänge, wie Kennlinien und einfache Schaltungstechnik. Die übrigen demonstrieren Leistungsfähigkeit und vielseitige Anwendbarkeit auch solcher an jeweils einem Abend realisierbarer «Kleinstgeräte» und erleichtern den Umgang mit dem inzwischen recht reichhaltig gewordenen Handelsangebot. Dabei wurde Wert auf möglichst sparsamen Energiebedarf gelegt, da dies einer der «Grundhaltungen» moderner Mikroelektronik entspricht. Somit ist selbstverständlich anfängergerechter und auch für «Profis» im Sinne der Mobilität nützlicher Batterie-(Langzeit-)Betrieb gegeben. Dennoch krönt ein netzbetriebenes Objekt den Bauplan als Ausflug in die Leistungselektronik: eine allerdings über schutzisolierten Trenntransformator gespeiste und damit auch in diesen Zusammenhang passende Rhythmuslampe mit Halogenstrahler, die sich als 1. Stufe einer Lichtorgel nutzen läßt.

Die Leiterplatten auch dieses Bauplanes können mit *typofix*-Folie sauber hergestellt werden.

2. Elektronik – was ist das?

Elektronik beschreibt die Erscheinungen und die Bauelemente, bei denen sich Ladungsträger (Elektronen, Ionen, Defektelektronen) im Vakuum, in Gasen und in Halbleitern bewegen und sich dabei im Innern (Steuerung z. B. durch Elektroden) oder von außen beeinflussen lassen. Gerade die Beeinflussung von außen bietet viele Einsatzmöglichkeiten der Elektronik. Im Grunde sind nach dieser Definition Widerstände oder Kondensatoren, Transformatoren usw. keine Bauelemente der Elektronik. Vielmehr werden sie zur Elektrik gerechnet. Elektrik behandelt also all das, was mit der Leitung in Metallen und Elektrolyten zu tun hat. Doch was wäre die Elektronik ohne Zuführungsdrähte zu den Halbleiterbauelementen, ohne die kontrollierten Spannungen, Ströme und Ladungsmengen, für die man Widerstände und Kondensatoren braucht!

Elektronische Ladungsträger sind winzig. Direkt kann man sie nicht sehen. Doch der Mensch hat bereits im Altertum zu lernen begonnen, physikalische Kräfte an ihren Wirkungen zu erkennen. Die Wirkungen des elektrischen Stroms werden jedem Schüler im Unterricht erläutert. In einem Bauplan ist

es wohl heute auch überflüssig, Einzelheiten zum pn-Übergang zu beschreiben. Wichtiger dürfte schon sein, wo überall solche Übergänge eine Rolle spielen und was passiert, eben wenn etwas passiert, was nicht passieren sollte...

3. Voraussetzungen

Ein gutes Mittel für die 1. Berührung mit praktischer Elektronik ist ein Baukasten mit überschaubarem Sortiment und geringstem Aufwand bis zum 1. Effekt, wie etwa das *Polytronic-ABC*. Verstehen heißt aber auch Weiterdenken. Und auf dem Wege vom Effekt zur Nutzung bleibt man in einer Baukastenschaltung regelrecht stecken. Weil der Kasten dafür ja gar nicht gedacht ist, weil Erreichtes und Erkanntes das Zusammenspiel der Teile zu beenden erlaubt. Doch Erkanntes soll weiterhin nützlich bleiben. Darum auf zur nächsten Stufe – vom Experiment zum Gebrauchsgegenstand. Je mehr dabei mitgedacht wird, um so früher gelingt es, selbst schöpferisch zu wirken. Genau da beginnt das echte Abenteuer. Elektronik zu beherrschen setzt die Kenntnis einiger Grundgesetze voraus.

Die Herren *Ohm* und *Kirchhoff* waren hier sehr hilfreich. Dieses Stück Weg bis zum 1. Erfolg muß jeder gehen, aber viele haben es auch schon hinter sich. Einführende Literatur und der in Schule und Arbeitsgemeinschaften vermittelte Grundlagenstoff helfen dabei. Jetzt aber geht es darum, möglichst schnell durch praktische Tätigkeit verstehen zu lernen!

4. Von Leitern und Halbleitern

Es gibt viele Arten, bildhaft zu erklären, wie man sich elektrische Vorgänge vorstellen kann. Doch die Begriffe Strom, Spannung, Widerstand und Leistung gehören auch zum täglichen Leben. Als Laie schaut man aber nicht immer «ganz durch». Welches Unheil kann ein Schraubenschlüssel über den Kontakten einer Autobatterie anrichten, wie vergleichsweise harmlos verhalten sich dagegen 9 in Reihe geschaltete *R6*-Zellen bei gleicher Gelegenheit! Ein Kamm im trocknen dunklen Zimmer sprüht beim Kämmen Funken, die auf viele tausend Volt schließen lassen – doch er bleibt ungefährlich. Die 220 V in der Steckdose dagegen können töten. Zugegeben, all das läßt sich nicht auf einmal klären, zumal sofort weitere Begriffe ins Spiel kommen. Zum Verstehen soll Bild 1 beitragen. Die Symbole bedeuten eine ideale Batterie, die in ihrer Spannung nichts erschüttern kann, und ihren Innenwiderstand. Das ist eine Umschreibung für all das, was die «Ergiebigkeit» bezüglich der Ladungsträger betrifft, die durch den Außenwiderstand R_a geschickt werden. R_a ist im 1. Beispiel der Schraubenschlüssel. Nach *Ohm* treibt nun die Spannung U_l den Strom I durch R_i und R_a: $I = U_l/(R_i + R_a)$. Dabei wird die Leistung P in Wärme umgesetzt, so wie etwa in einer Kochplatte: $P = I \cdot U_l$. Sie verteilt sich auf R_i und R_a: Über R_i bleibt die Spannung $I \cdot R_i$ und über R_a die Spannung $U_a = I \cdot R_a$. Damit entstehen dort die Leistungen $P_i = I \cdot U_i$ und $P_a = I \cdot U_a = I^2 \cdot R_a$. Umgekehrt betrachtet gilt aber auch $I = U_i/R_i = U_a/R_a$, und daraus ergeben sich $P_i = U_i^2/R_i$ und $P_a = U_a^2/R_a$.

Daß U in Volt und I in Ampere gemessen werden, dürfte wohl bekannt sein. Den Quotienten aus U und I, den Widerstand, mißt man in Ohm: 1 Ω = 1 V/1 A. Beim Akkumulator sind Volt und Ampere als Größenordnungen am Platze. Beim Widerstand R_i rechnet man hier aber besser mit tausendstel Ohm, also Milliohm, mΩ. Ein frisch geladener «Akku» mit 13,5 V Leerlaufspannung und z. B. 13,5 mΩ (zum leichteren Rechnen) kommt nun also beim Einbau – aus Versehen – mit einem Schraubenschlüssel (R_a) in Berührung. Leider gleichzeitig mit beiden Polen, was nicht sein sollte. Schön gleichmäßig auf R_i und R_a verteilt sich die dabei entstehende Leistung, wenn $R_i = R_a$. Das kann man einem Schlüssel schon zutrauen. Es fließen 13,5 V/27 · 10^{-3} Ω oder 500 A, etwa 10mal soviel, wie der Anlasser sonst beansprucht. Dabei wird Wärme im Wert von 13,5 · 500 W oder 6,75 kW frei – das sind etwa 8 heiße Bügeleisen auf kleinstem Raum oder der Anschlußwert einer Wohnung mit 3 Kreisen zu je 10 A bei 220 V. In der Praxis wird wohl etwas weniger entstehen, denn die Übergangswiderstände zwischen Schlüssel und Polen sind nicht zu vernachlässigen. Dort dürfte sogar der größte Teil der Leistung auftreten. Man kann so eine unkonventionelle Art des Silvester-Bleigießens entdecken. Ganz unberührt dürfte auch das Innenleben des so geschockten Energiespenders davon nicht bleiben.

Da ist das folgende Experiment schon etwas harmloser. Wieder geht es um 13,5 V, diesmal aber um weniger große Ströme. 9 Zellen *R6*, in einem Batteriebehälter zusammengefaßt, werden nach Bild 2 ver-

bunden. Die Kontakte ergeben schon etwas Übergangswiderstand. Anschließend darf kurzgeschlossen werden, mit einem nicht zu dünnen Draht (sonst «raucht's»!). 0,8 mm Durchmesser sind angemessen. Was geschieht? Wieder entsteht Wärme; diesmal wegen $R_i >> R_a$, aber fast nur in den Zellen. Mit Innenwiderständen um 0,5 Ω (je größer, um so weniger) fließt ein Strom von «nur noch» einigen Ampere: $I_K \approx 13{,}5\ V/4{,}5\ \Omega$, das sind etwa 3 A. In jeder Zelle kommt eine Energie im Werte von etwa $1{,}5^2/0{,}5$ W zur Wirkung, großenteils als Wärme, teils auch für chemische Umwandlungen. Das sind zwar auch noch ungefähr 4,5 W (je Zelle!), aber der Kurzschluß wird ja ziemlich schnell wieder entfernt. Jedenfalls schmolz dabei keine Elektrode ab. Doch Vorsicht! Dieses Experiment nicht mit Alkali- oder anderen Spezialtypen durchführen, nur mit den normalen, schon vom niedrigen Preis her als Zink-Kohle-Systeme erkennbaren Zellen!

Diese Gedankenversuche braucht man im Grunde nicht praktisch zu überprüfen – die Rechnungen sind Aussage genug. Mit den Wirkungen des *Ohmschen Gesetzes* kann man im Leben also schnell Bekanntschaft machen, auch ohne es zu kennen. Im Grunde ist es für Elektroniker auch untypisch, eine Spannungsquelle derart zu strapazieren. Kurzschlüsse vermeidet man, wenn es irgendwie geht. Näher an die Praxis kommt man dagegen schon mit der Wahl $R_a = R_i$. Das ist nämlich ein interessanter Fall. Bei Kurzschluß wird die gesamte mögliche Leistung in der Quelle (vorwiegend in Wärme) umgesetzt: $P_i = U_l^2/R_i$. Der äußere Kurzschluß ($R_a = 0$) vermittelt das nur. $R_a = \infty$ hat nur eine Selbstentladung zur Folge. Allgemein ist der für einen «Verbraucher» nutzbare Anteil der von der Quelle verfügbaren Gesamtleistung nach folgender Gleichung zu berechnen: $P_a = \left(\frac{U_l}{R_i + R_a}\right)^2 \cdot R_a$. In der Klammer steht der Strom, den U_l durch $R_i + R_a$ treibt. Um das Maximum für P_a zu erhalten, gibt es eine bekannte mathematische Methode. Sie liefert die Bedingung $R_i = R_a$. Dann gilt $P_{a\,max} = \frac{U_l^2}{4\,R_a}$. Mehr Leistung kann man nie entnehmen. Wer seine Schaltung so gestaltet, betreibt «Leistungsanpassung» und geht mit dem Verfügbaren am rationellsten um. Wie es «links» und «rechts» davon aussieht, zeigt Bild 3, exakt dargestellt nach Computerausdruck. Man hat sich dabei schon etwas von der Batterie entfernt. Leistungsanpassung gilt bei der bestmöglichen Übertragung von Signalen, auch z. B. in der Elektroakustik. Eine Batterie oder ein beliebiges Stromversorgungsgerät soll dagegen ideal auch bei Belastung eine noch in der Nähe seiner Leerlaufspannung liegende Klemmenspannung liefern. Man spricht darum auch von «leerlaufnahem» Betrieb: $R_a >> R_i$. So arbeitet die gesamte Energieverteilung. Anders könnten 220 V (± einige Prozent) an jeder Steckdose unter allen denkbaren Lastbedingungen vom Kraftwerk nicht eingehalten werden. Eine der augenfälligsten Wirkungen der Elektrizität ist das mit ihrer Hilfe erzeugte Licht – als glühende Wendel in Schutzgas, als Leuchtschicht in einer Edelgasentladeröhre, als Lumineszenz- oder Laserlicht.

Wo Licht ist, fließt Strom. Knapp 0,5 A z. B. durch eine 100-W-Lampe bei 220 V, immerhin noch 0,07 A (70 mA) in einer relativ sparsamen Taschenleuchtenlampe. Man stelle sich folgende Aufgabe: Eine solche Lampe soll aus einiger Entfernung (z. B. 50 m) bei Bedarf eingeschaltet werden. Es steht aber nur sehr dünner Draht zur Verfügung. Dieser Draht habe bei 2 × 50 m einen Widerstand von z. B. 20 Ω. Damit gehen in der Anordnung nach Bild 4 schon bei nur 70 mA von der Spannungsquelle (4,5 V) für die Lampe 1,4 V verloren. Wo liegt das Problem? Die Information «Lampe an» wurde vollständig mit dem Energiefluß verknüpft, mit dem die Lampe zu speisen ist. Es empfiehlt sich daher, den Befehlskreis vom Hauptstromkreis zu trennen (Bild 5). Die Leitungswiderstände haben damit ihre Wirkung für die Aufgabe praktisch verloren und sind nicht mehr mit dargestellt worden. In dem noch unbekannten Kästchen in Lampennähe befindet sich eine Art «Relais». Genauer gesagt – jetzt werden Verstärker genutzt. Widerstände hatten bislang negative Bedeutung. Bei der Schaltung nach Bild 6 ändert sich das. Außerdem wird die Polung der Batterie wichtig. Es handelt sich um eine echte Elektronikschaltung. Das zentrale neue Bauelement ist ein Transistor. Der Pfeil kennzeichnet den Emitter (er «emittiert» Ladungsträger in den Kristall – eine Gedankenverbindung zu den 1. Transistoren). Die Pfeilrichtung sagt aus, daß es sich um einen npn-Typ handelt. Der nach oben zeigende Anschluß heißt Kollektor. Er «sammelt» die Ladungsträger wieder auf. Der nach links herausgeführte Anschluß gehört zur Basis. Auch diese Bezeichnung stammt noch von den 1. Transistoren. Dort war die Basis gemeinsame Elektrode, und am Emitter steuerte man den Stromfluß. Der Basisanschluß gehört zur mittleren der 3 Zonen, in die ein «Bipolar»-Transistor aufgeteilt ist. (Bipolar wegen der pn-Übergänge; bei unipolaren Typen wird ein Kanal durch ein Feld in seiner Leitfähigkeit gesteuert.) Basis und Emitter wirken in der Schaltung zusammen als eine in Durchlaßrichtung gepolte Diode. Daher wird ein npn-Typ mit positiver Basisspannung betrieben.

Basis und Kollektor bilden eine Diode, die in Sperrichtung gepolt wird. Daher muß beim npn-Typ die Kollektorspannung «positiver» als die Basisspannung sein. Die Grenzschichten Kollektor–Basis und Basis–Emitter liegen sehr dicht beieinander. Man muß sich die Basis-Emitter-Strecke als einen Bereich vorstellen, in dem der Ladungsträgerfluß vom Kollektor zum Emitter beim npn-Typ (technische Stromrichtung) gesteuert wird, ohne daß dazu viel Steuerstrom gebraucht wird. So jedenfalls verhält sich heute ein typischer Transistor. Um z. B. 10 mA Kollektorstrom I_C fließen zu lassen, braucht man im Durchschnitt nur etwa 20 bis 50 μA Basisstrom I_B. Das Verhältnis I_C/I_B heißt Stromverstärkung, oft mit B bezeichnet (Gleichstromwert). Sie beträgt in diesem Falle etwa 200 bis 500. Auf Grund der relativ komplizierten Abläufe im Transistor ist B keine Konstante. Der Wert von B hängt von der Höhe der Ströme ab sowie auch von der Kollektor-Emitter-Spannung und schließlich von der Temperatur. Temperaturabhängigkeiten sind bei Halbleiterbauelementen (oft unerwünscht) stark ausgeprägt. B steigt mit der Temperatur.

Bei einer Spannung U_{BE} zwischen Basis und Emitter von weniger als etwa 0,6 V (dieser Wert sinkt um etwa 2 mV je K mit wachsender Temperatur!) wird der Transistor gesperrt. Das betrifft sowohl den Stromfluß durch die Basis-Emitter-Strecke als auch den gesteuerten Kollektorstrom. Umgekehrt: Der Strom durch die Basis-Emitter-Strecke nimmt steil zu, wenn man U_{BE} nur wenig über 0,6 V erhöht (Bild 7). Diese Darstellungsweise entspricht den bei Transistoren üblichen Kennlinienfeldern.

Was läßt sich gegen diese steile Zunahme tun? Betrachten wir die Sache von der anderen Seite: Wenn es «unhandlich» wird, mit so kleinen Spannungsunterschieden zu arbeiten, warum dann nicht mit Strömen? Man nutzt die guten Seiten ohmscher Widerstände! Und damit geht es zurück zu Bild 6. Der Widerstand R_b tut genau das Gewünschte. Sogenannte Kleinleistungstransistoren (wie *SC 237* u. ä.) vertragen nur etwa 10 mA Basisstrom. Das liegt weit genug über den erforderlichen Steuerströmen von meist weniger als 1 mA. Das war er – der entscheidende Begriff: Steuer-Strom! Ein Strom kann durch einen Widerstand fließen, wenn seine Anschlüsse an 2 unterschiedlich hohen Spannungen liegen. In Bild 6 ist das bei geschlossenem Schalter «vor» R_b die Batterie- oder Speisespannung U_s (4,5 V) und «hinter» R_b die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von etwa 0,6 V. Wieso gerade diese? In Bild 7 findet man die Erklärung. Die als ideal ($R_i = 0$) angenommene Spannungsquelle U_s wird mit der Basis-Emitter-Diode und einem Vorwiderstand beschaltet. Ohne Diode fließt der Strom $I_b = U_l/R_b$. Dieser Wert wird auf der I_b-Achse markiert. Vom U_s-Wert auf der U_{BE}-Achse aus zieht man dorthin eine Verbindungsgerade. Ihr Schnittpunkt mit der Diodenkennlinie ist der «Grenzstein», an dem sich Diode und Widerstand die vorhandene Spannung «teilen». Jeder nimmt sich so viel, wie er braucht. Leisten wir uns ein modernes Gerät der Elektronik – ein Digitalvoltmeter. Es selbst zu bauen ist heute nicht mehr schwer und keineswegs zu teuer. Bauplan 55 bietet dazu alles Nötige. Wer ihn nicht mehr bekommt, leiht sich den Band 221 der Reihe *electronica* aus. Oder er erwirbt einen der Bausätze, die der Handel bietet. Dann allerdings muß man mit dem Eingangswiderstand meist noch etwas tun. Mit einem Operationsverstärker kann man sowohl Eingangswiderstand als auch Empfindlichkeit erhöhen. Das bringt Mehraufwand in der Spannungsversorgung. Wie in den genannten Literaturstellen nachgewiesen wird, läßt sich aber ein vom Teilerwiderstand bestimmter Eingangswiderstand von mehr als 1 MΩ auch gemäß Bild 8 oder in ähnlicher Anordnung erreichen. Diese einfache Maßnahme basiert auf dem günstigen Verhältnis von aktiver Meßzeit zu Pause des Schaltkreises. Auch moderne käufliche Zeigermeßgeräte wie *Uni 11e* mit eingebautem Operationsverstärker bieten so hohen Eingangswiderstand. Er ist Voraussetzung dafür, daß bei den meisten Meßaufgaben die wirklichen Spannungen gemessen werden. Großvaters Multizet dagegen bediente sich aus dem Meßpunkt wie ein Vampir für elektrische Ströme. So manches «Meß»-Ergebnis war in Wirklichkeit nur eine ungenaue Schätzung weit unterhalb des tatsächlichen Wertes.

Das «DVM» oder ein Gerät wie *Uni 11e* braucht zwar auch Energie – aber die erhält es getrennt aus Batterie oder Netzteil. Mit der Schaltung nach Bild 9 wird die Basis-Emitter-Spannung in Abhängigkeit vom Basisstrom gemessen. Damit nichts passieren kann, was dem Transistor schadet, sollte man immer einen Begrenzungswiderstand benutzen. In Bild 9 hat er einen Wert von 1 kΩ. Mehr als etwa 3,9 mA Basisstrom läßt er nicht zu, auch bei kurzgeschlossenem Stellwiderstand. Bis auf rund 40 μA kann man ihn mit dem 100-kΩ-Steller verringern. 1 kΩ ist ein praktischer Wert. Durch Umlegen des Schalters S zeigt das DVM auch gleich noch den tatsächlich fließenden Basisstrom an, genügend genau für diesen Zweck. Dabei werden etwas kleinere Werte als 1 mA als oberster Meßwert für den Basisstrom akzeptiert, denn dieses DVM hat nur 3 Stellen. 0,99 mA oder 990 μA fließen durch 1 kΩ, wenn das Gerät 990 mV im kleinsten Meßbereich anzeigt. 40 mV entsprechen 40 μA, und das ist etwa der kleinste einstellbare Wert

dieser Schaltung. So läßt sich die Diodenkennlinie praktisch nachprüfen: Stellwiderstand schrittweise verstellen, Spannung notieren, umschalten, Strom notieren, zurückschalten, wieder verstellen usw. Damit das nicht zu mühselig wird, kann man vorher die Meßwerte an den beiden Anschlägen des Stellwiderstands ermitteln. Danach genügt es, in Bereichen größerer Änderung «dichter» zu messen. Das Ergebnis ist nicht gerade aufregend, jedoch interessant. Anschließend dreht man die Batterie einmal um. Bei 4,5 V ist das noch erlaubt, höhere Spannungen nimmt diese Diode schon übel. Unabhängig von der Stellung des Schleifers zeigt das DVM bei diesem Experiment immer die volle Batteriespannung – die Basis-Emitter-Diode sperrt. Nicht anders verhält sich übrigens auch die Basis-Kollektor-Diode. Allerdings verträgt sie mehr Sperrspannung.

Anschließend wird der Transistor gleich weiter untersucht. Diesmal mit «Kollektorkreis». So nennt man alles, was zwischen Kollektor und Emitter angeschlossen wird. In Bild 6 waren das eine Lampe und die Batterie. Der gestrichelte R_s hat bisweilen Bedeutung. Der Lampenwiderstand hängt nämlich stark von der Temperatur ab. Er kann im kalten Zustand auf bis zu 10 % vom Warmwert sinken. Das wären z. B. bei 50 Ω Warmwert 5 Ω Kaltwert R_K. 4,5 V/5 Ω ergeben aber 900 mA. Dieser wenn auch kurze Stromstoß beim Einschalten überfordert kleinere Transistortypen. Als Kompromiß kann mit R_s auf den maximal zulässigen Wert I_{zul} begrenzt werden: $I_{zul} = U_S/(R_K + R_{Smin})$, das heißt, $R_{Smin} = (U_S/I_{zul}) - R_K$. Außerdem muß stets die folgende Bedingung gelten: $U_S^2/4\,(R_S + R_K) < P_{zul}$. Im Beispiel liefern $I_{zul} = 300$ mA und $U_S = 4{,}5$ V $R_{Smin} = 10\ \Omega$. Damit beansprucht dieser Widerstand bei heller Lampe (50 Ω) im Beispiel noch etwa $^1/_6$ der Batteriespannung. Nicht ganz so sicher wie mit R_{Smin} ist die Methode, den Basisstrom zu begrenzen. Man muß dann auf jede Stromverstärkung neu anpassen, und die Verhältnisse ändern sich zusätzlich mit der Temperatur. Manchmal hilft auch eine Verzögerungssteuerung für den Basisstrom. Insgesamt ist die Lampe für das meßtechnische Durchdringen des Transistors wenig geeignet. Daher wird sie nun durch einen Widerstand R_a ersetzt (Bild 10). Am Kollektor erscheint nun das «Ausgangssignal» nicht augenfällig als Lichtwirkung, sondern als eine Spannung über R_a. Sie entsteht durch den mit B verstärkten «Eingangsstrom». Die Basis-Emitter-Diode ist also der Eingang des Verstärkers, der Kollektor sein Ausgang. (Auch der Emitter kann Ausgang, manchmal sogar Eingang sein!)

Wieder wird das DVM durch Umschalten sowohl für I_B wie für I_C benutzt. Nur muß das I_C-Ergebnis mit 10 multipliziert werden, da der Widerstand nur 0,1 kΩ statt 1 kΩ groß ist. Anderenfalls wäre Bereichsumschalten nötig. Stellwiderstand und Meßwiderstand wurden aus praktischen Gründen vertauscht. Die Kennlinie $I_C = f(I_B)$ nach Bild 11 ist das Ergebnis dieser Messungen. (Die Meßwerte hängen vom Typ ab.)

Für Bild 12 benötigt man noch eine möglichst von Null an einstellbare Spannungsquelle und mißt gemäß Bild 13. Für eine Reihe jeweils festgehaltener I_B-Werte (ihren günstigsten Bereich zeigt schon Bild 11 an) erhält man ein ganzes Kennlinienfeld für die Beziehung $I_C = f(U_{CE})$. In Bild 12 wurde wieder die schon aus Bild 7 geläufige «Widerstandsgerade» eingetragen. Je nach I_B teilt sich also U_S auf den Widerstand und auf U_{CE}. Um das Bild zu runden, enthält es noch eine Hyperbel. Sie ist das Ergebnis der Rechnung $P_V = I_C \cdot U_{CE}$ für die höchstzulässige Kollektorverlustleistung. Jeder «gleitende» Arbeitspunkt (Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der benutzten I_B-Kennlinie) muß innerhalb dieser Kurve liegen, sonst «stirbt» der Transistor!

Alles in allem braucht der Anwender den 1. Quadranten am häufigsten. Bei einfachen Anwendungen genügt auch ein Blick ins Datenblatt. Es gibt Grenzwerte an, bei deren Überschreitung Schaden zu erwarten ist, und Betriebsbedingungen, unter denen die angegebenen Kennwerte eingehalten werden. Für den Transistor interessieren u. a. diese Grenzwerte:

- Kollektor-Verlustleistung P_{Vmax}
- Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEmax}
- Kollektorstrom I_{Cmax}
- Basisstrom I_{Bmax} (I_{bmax})
- Emitter-Basis-Sperrspannung U_{EBmax}
- Sperrschichttemperatur ϑ_{jmax}
- Wärmewiderstand zur Umgebung R_{thja}

Bei der U_{CE}-Angabe findet sich meist noch ein Zusatz: U_{CEO} heißt, daß diese Spannung bei offener Basis-Emitter-Strecke garantiert wird, U_{CER} dagegen, daß dazu von Basis nach Emitter noch ein Widerstand R geschaltet werden muß. Stark vereinfacht erklärt, hängt das mit dem Kollektor-Basis-Sperrstrom zusammen, der zwar ideal gleich Null sein sollte, jedoch auch bei modernen Siliziumtransistoren noch vorhanden ist. Er steigt mit der Temperatur: 7 bis 10 K Temperaturerhöhung bedeuten Verdoppeln dieses zunächst im Nanoamperebereich liegenden Stroms. Die Kollektor-Emitter-Strecke sperrt zuverlässig, solange dieser Strom, nach Emitter über einen Widerstand R abgeleitet, über diesem R deutlich weniger als 0,5 V ergibt. Aber das sind schon recht spezielle, wenn auch keineswegs unwichtige Einzelheiten. Der Steuerstrom für den «elektronischen Lichtschalter» kann auf weniger als 1 % verringert werden, wenn man nach Bild 14 verfährt. Für einen Schaltkontakt als Steuerelement ist dieser Aufwand sicherlich etwas übertrieben. Doch jetzt beginnt die Elektronik zu zeigen, wieviel mehr sie kann. Licht, Wärme, Feuchtigkeit, Schall, magnetische Felder – alle diese «nichtelektrischen» Größen lassen sich irgendwie durch eine elektrische Spannung, einen elektrischen Strom abbilden. Meist sind die Ergebnisse jedoch nicht sehr eindrucksvoll. Nur mit speziellen Fotowiderständen im einfachen Stromkreis kann man eine Lampe direkt zum Leuchten bringen, das «Abbild» einer Temperatur als elektrische Spannung braucht sozusagen eine elektronische Lupe, Feuchtigkeit ist meist mit immer noch recht hohen Widerstandswerten gekoppelt, und allenfalls ein Kohlemikrofon mit Batterie und Lautsprecher kommt ohne Verstärker aus.

Eine Kombination nach Bild 14 löst viele dieser Probleme. Das sei an einem einfachen Beispiel erläutert. Die beiden Elektroden – z. B. Graphitelektroden aus einer alten Batterie – tauchen in irgendein «Medium». Dessen Leitfähigkeit soll überwacht werden. Man kann es durch einen Ersatzwiderstand R_V ausdrücken. R_V und der Schutzwiderstand R_S bilden den Pfad R, über den V1 Basisstrom erhält. Wieviel ist das? Laut Kennlinie braucht jede Basis-Emitter-Strecke etwa 0,6 V. 2 davon liegen in Bild 14 in Serie. Also wirkt für R nur die Differenz $U_S - 2\,U_{BE}$, und es fließt $I_{B1} = (U_S - 2\,U_{BE})/R$. Dieser Strom wird von V1 auf $B \cdot I_{B1}$ verstärkt. Ob so viel überhaupt fließen kann, bestimmt $R2$. Wiederum ein Blick ins Kennlinienfeld: Für $R2$ wirken U_{BE} des 2. und U_{Rest} des 1. Transistors als «Gegenspannungen» zu U_S. Trägt man die R-Gerade für $R2$ im Kollektor-Kennlinienfeld von V1 von $U_S - U_{BE}$ aus ein, so läßt sich U_{Rest} ablesen, nämlich dort, wo $R2$ die zutreffende I_B-Kurve schneidet. Für $R2$ im Bereich zwischen 1 und 10 kΩ dürfte das wirklich die kleinste bei diesem R erreichbare Spannung sein, sofern R nicht größer als etwa 100 kΩ (für $R2 = 1$ kΩ) bzw. 1 MΩ (für $R2 = 10$ kΩ) ist. Denn: B beträgt für Kollektorströme in der Größenordnung von 1 mA heute oft 300 oder mehr. Aus 3,2 V/1 MΩ (= 3,2 µA) wird damit rund 1 mA. 1 mA · 10 kΩ aber würde schon 10 V bedeuten, doch so viel liegt ja gar nicht an. Man sagt darum, V1 ist übersteuert. Das klingt negativ, und für NF-Verstärker hat man es auch so aufzufassen. Hier jedoch stellt diese Lage sicher, daß der Basisstrom für V2 tatsächlich «berechenbar» bleibt: $I_{B2} = (U_B - U_{Rest} - U_{BE})/R2$. Mit z. B. $U_{Rest} = 0{,}2$ V liefert das Beispiel $I_{B2} = 3{,}7$ V/10 kΩ = 370 µA. Die Lampe braucht 70 mA. V2 muß also $B = 70/0{,}37 = 189$fach verstärken, damit sie hell leuchtet. Genauer betrachtet biegt allerdings die Linie $I_B = 370$ µA schon recht frühzeitig von der Grenzkurve für U_{Rest} ab. Das Kennlinienfeld legt die Empfehlung nahe, wenigstens 5fach zu übersteuern. Das bedeutet $R2 \lesssim 2$ kΩ. Mit der Schaltung nach Bild 14 läßt sich bereits der als Widerstand wirkende Feuchtegehalt sowohl eines Schüttgutes wie auch beispielsweise von Garten- oder Blumentopferde überwachen. Man muß nur wissen, bei welchem Wert die Lampe leuchtet oder leuchten soll. Das läßt sich einstellen. Unschön aber bleibt der Übergangsbereich. Irgendwo sind ja einmal die 30 mA erreicht, von denen an die Lampe sichtbares Licht auszusenden beginnt. Ab 50 mA ist sie schon recht hell, 70 mA gilt als Nennwert dieses Typs. Über Tendenzen mag das gut informieren. Besser ist oft ein Signal bei einem ganz bestimmten Meßwert.

5. Die 1. Schaltung

Triggern heißt auslösen. Es hat also mit einer plötzlichen Änderung zu tun. In Bild 15 wird dazu eine Lampe benutzt. Sie ist dunkel, solange R_V nicht größer als ein ganz bestimmter Wert geworden ist. Dann geht sie schlagartig an. Danach muß R_V wieder kleiner werden, kleiner noch als vor dem Einschalten, bevor sie wieder ebenso plötzlich verlischt. Wo liegt das Problem? Am besten, man rechnet wieder ein wenig. Diesmal sollte von Spannungen ausgegangen werden. Es empfiehlt sich, die Widerstände im Basiskreis nicht sehr groß zu wählen. Anderenfalls wird das Verhalten der Schaltung wesentlich von ihnen mitbestimmt. Mehr «Empfindlichkeit» könnte ein Transistor vor dem eigentlichen Trigger bringen, z. B. wieder wie V1 in Bild 14. Doch sollte diese Transistorschaltung ohnehin nur als Durchgangsstation auf dem Wege zur Erkenntnis betrachtet werden. Auch hier werfen die integrierten Schaltungen bereits Schatten (oder besser, wohl Licht!). Zurück zu Bild 15: V1 ist leitend, solange gemäß $U_i = U_{BE} + I_{E1}R3$ (mit $I_{E1} \approx I_C$) für U_{BE} wenigstens etwa 0,6 V übrigbleiben, und genügend übersteuert für einen Basisstrom $I_{B1} \approx 5 \cdot I_C/B$. Bild 16 zeigt ergänzend die Ersatzschaltung des Eingangskreises.

Ohne U_{Rest} gilt $I_C = U_S/(R2 + R3)$. U_{Rest} von V1 liegt jedenfalls deutlich unter 0,6 V und sperrt dadurch V2. Steigt R_V, so sinkt $U1$ und damit auch I_{B1}. U_{Rest} wächst, und V2 beginnt zu leiten. Das löst den Kippvorgang aus: I_{E2} von V2 erhöht die Spannung über $R3$, wirkt also wie die sinkende $U1$; V1 sperrt. Für $R_H < R2$ ist die Spannung über $R3$ größer als vorher. $U1$ muß also, wenn sie wieder steigt, größer werden als vor dem Kippen. Erst dann, wenn U_{BE1} etwa 0,6 V erreicht hat, beginnt V1 zu leiten, zweigt von V2 Basisstrom ab, dessen Emitterstrom sinkt, U_{R3} wird kleiner, und V1 sperrt V2 ganz. Die Lampe verlischt. Man spricht von Hysterese, wenn eine Ausgangsgröße zwischen 2 möglichen Zuständen durch eine Eingangsgröße umgeschaltet wird und wenn dabei der nötige Wert der Eingangsgröße von der Änderungsrichtung abhängt.

Ein solches Verhalten verhindert z. B., daß eine lichtgesteuerte Straßenbeleuchtung bei jeder Wolke reagiert. Geht es andererseits darum, bei einem bestimmten Punkt zu schalten, ohne daß viel Hysterese im Spiel ist, muß die Schaltung entsprechend geändert werden. In Bild 15 erreicht man das, wenn I_{E1} fast bis zum Wert I_{E2} erhöht wird oder wenn $R3$ eine Anzapfung erhält, so daß I_{E2} nur einen Teil davon durchfließt. Schließlich läßt sich $R3$ durch eine Diode ersetzen. Die Spannung hängt dann nur noch wenig von I_E ab. Dadurch kann z. B. $R2$ bei immer noch kleiner Hysterese recht hoch gewählt werden, und der Ruhestrombedarf sinkt.

Auch bei abgeschalteter Lampe fließen in der Schaltung nach Bild 15 noch immer fast 2 mA, hauptsächlich im Kollektorkreis von V1. Nur etwa 2 % davon braucht die Schaltung nach Bild 17 im Ruhezustand. Grund genug, sie näher zu betrachten. Der Emitterpfeil von V2 zeigt anders herum als der von V1. Es handelt sich um einen pnp-Transistor. Er braucht an Basis und Kollektor Spannungen, die negativ gegen den Emitter sind. Daher liegt sein Emitter an Plus. Im Kollektorkreis befindet sich vorerst wieder eine Lampe.

Der Steuerstrom für die Basis von V2 fließt über den Pfad $R2$ – Kollektor-Emitter-Strecke V1. Aber nur, wenn V1 leitet. Falls über $R1$ weniger als die U_{BE}-Schwellspannung erscheint, sperrt V1, und die Lampe bleibt dunkel. Es fließt nur der Ruhestrom $U_S/(R + R1)$. $R1$ kann z. B. ein vorerst noch beleuchteter Fotowiderstand sein. Das ist ein lichtempfindliches Bauelement, dessen Widerstandswert um so kleiner wird, je mehr Licht auf ihn fällt. Wenn es dunkelt, steigt $R1$. Ab Schwellspannung zweigt die Basis von V1 einen Strom ab.

Damit beginnt V2 zu leiten, weil in V1 Kollektorstrom fließt. Über der Lampe erscheint eine Spannung, die durch einen Trick gleich beim Wert einer Diodenflußspannung beginnt. Dadurch kann sie trotz der Diode in Richtung Basis von V1 dort frühzeitig (ab $U_{LA} \approx 0{,}6$ V) unterstützend wirksam werden. Wiederum hängt es aber vom Ersatzinnenwiderstand der Steuerquelle aus R und $R1$ in Verbindung mit U_S ab, wie gut das erwünschte Kippverhalten erzielt wird. Aber halt – noch nicht bauen, denn so gut ist diese 1. Lösung wieder nicht. Sicher, der Ruhestrom bei dunkler Lampe ist schon so klein wie versprochen. Doch bis zu etwa 30 mA kann der Strom «schleichend» steigen, bevor es wirklich kippt. Ein 100-Ω-Festwiderstand statt der Lampe erweist sich da schon als günstiger. Doch der leuchtet nicht...

Man sollte sich das dennoch merken, denn es gibt noch andere Bauelemente, mit denen aus dem Eingangssignal (hier «Licht aus») eine Wirkung abgeleitet werden kann.

Bild 18a zeigt, wie es besser geht. Nun heißt es nur noch geschickt dimensionieren. Das bedeutet in Bild 18a: Die Basis-Emitter-Strecken der beiden jetzt eingesetzten pnp-Transistoren sind in Serie geschaltet. Durch beide würde der gleiche Steuerstrom fließen, sobald V1 zu leiten beginnt. Das verhindert der Widerstand von 1 kΩ parallel zur 2. B-E-Strecke. Selbst bei 0,5 mA entstehen an ihm erst 0,5 V, und die Strecke bleibt noch gesperrt. 0,5 mA durch den Kollektorwiderstand des zusätzlichen Transistors V01 bewirken aber bereits 1 V Spannung gegen «Masse». Das ist eine recht wirksame Hilfe für die Basis von V1, sobald der Fotowiderstand «hochohmiger» wird, weil die Sonne gerade untergeht. In der Auslegung nach Bild 18 reichen sogar schon etwa 150 mV an diesem Punkt, um den Kippvorgang einzuleiten. Wenn der Lampentransistor endlich Basisstrom erhält, ist das Kippen bereits nicht mehr aufzuhalten. Achtung – Stromverstärkungen unter 100 sind hier schlecht geeignet!

Unschön bei beiden Varianten bleibt (vielleicht) die recht große Hysterese. Denn nach dem Kippen führt der Kollektor von V01 etwa 3,6 V! Daher wurde sein Kollektorwiderstand schließlich als Stellpotentiometer ausgeführt. Je tiefer der Schleifer steht, um so kleiner die Hysterese. Damit es aber beim Anschlag noch kippen kann, liegt dem Steller noch ein Festwiderstand gegen Masse in Serie.

Jetzt lohnt sich eine Leiterplatte, denn die Schaltung läßt sich bereits vielseitig verwenden.

«Dämmerungsschalter» heißt ihr 1. Einsatzzweck. Und darin kann sie es mit anderen Lösungen durchaus aufnehmen, denn sie ist energiebewußt. Der Batterie fordert sie nur Strom ab, wenn es wirklich nötig ist. Kompromisse auch im Übergangsbereich kennt sie nicht. Und nur um «wachzubleiben» für den entscheidenden Augenblick, begnügt sie sich mit nicht ganz 40 μA Ruhestrom. Man sollte heute stets versuchen, gerade netzunabhängige Schaltungen auch ohne einen Ausschalter (er wird leicht vergessen) so genügsam auszulegen wie dieses 1. Bauobjekt. Das Leiterbild ist einfach (Bild 18b) und steht auf der *typofix*-Folie zum Bauplan zur Verfügung.

Die Leiterplatte läßt einige Bestückungsvarianten zu. So kann wieder von den Dioden der 2-Transistor-Lösung Gebrauch gemacht werden. Dann wirkt ja der Kollektorkreis von V01 nicht für den Eingangskreis als Last, sondern liefert selbst nur Kippspannung. Oder man verändert (besonders auch bei letztgenannter Lösung) den Koppelwiderstand in seinem Wert: je kleiner, um so größer die Hysterese.

Im übrigen lassen sich die Widerstände, die zusammen auf den Eingangstransistor wirken, jeweils an den Wertebereich des «Fühler»-Widerstands anpassen, gleichgültig, ob das ein Fotowiderstand oder ein Heißleiter ist. Insgesamt läßt diese Schaltung viel «Spiel»-Raum und bietet auch ein gutes Rechenobjekt für den Fortgeschrittenen.

Achtung! Wenn die Stromverstärkungsfaktoren der benutzten Transistoren zu klein sind, funktioniert der Kippmechanismus nicht sauber! Hinweise zum Herstellen der Leiterplatte findet man im Bauplan 51 oder demnächst im neuen Bauplan-Bastelbuch Nr. 2. Die Schaltung ist noch kein «Alleskönner», auch wegen der temperaturabhängigen U_{BE}. Vorerst gibt man sich mit der Ansprechhelligkeit zufrieden, die der Fotowiderstand zuläßt. Überall dort, wo der Zustand «Lampe an» als Signal der weniger häufig zu erwartende ist, hat das kleine Gerät seine Berechtigung: als Wächter für Temperaturgrenzwerte, zum Signalisieren trockener Blumenerde oder als Füllstandmesser.

6. Der Chip kann's besser!

Die Leiterplatte hat eine Fläche von 20 cm². An Bauelementen wurde gespart, soweit das ging. Denn jedes von ihnen wird einzeln hergestellt, zumindest in den letzten Schritten seiner Entstehung. Schließlich soll es ja eingelötet, mit anderen verbunden werden. Löten will gelernt sein. Wo viel Lötstellen sind, gibt es auch viel Ärger. Lötstellen gehören zu den beliebtesten Objekten des Fehlerteufels.

Transistoren entstehen schon lange in den 1. Fertigungsschritten «en masse» auf großen Siliziumscheiben. Fotomasken hoher Präzision helfen dabei. Warum nicht gleich mehrere von ihnen miteinander koppeln, mit weiteren Arbeitsgängen (p- und n-Bereiche können ja auch das) Widerstandsbahnen und bei Bedarf kleine Kapazitäten einbringen?

So mag die 1. integrierte Schaltung entstanden sein. Wenn heute nicht nur mehrere Dutzend Schaltelemente auf einer Fläche Platz finden, die vorher ein einzelner Transistor beanspruchte, so vermittelt das einen entfernten Eindruck des erreichten technologischen Fortschritts. Das typische Äußere eines solchen Schaltkreises – 2 Reihen Anschlüsse in 2,5 mm Kontaktabstand, *dual-in-line-package (DIP)* genannt – ist um vieles größer als sein aktiver Inhalt. Dennoch wird manchem Typ oft nahezu 1 W Verlustleistung zugemutet, und er verträgt es (meist).

Auch vor Schwellwertschaltern hat die Integration nicht angehalten. Es gibt sie in zahlreichen Spielarten, und viele von ihnen enthalten sogar gleich noch den Wandler für die nichtelektrische Größe, auf die sie (vorrangig) ansprechen sollen.

Fast so, wie die Kompaßnadel auf das Magnetfeld der Erde reagiert, meldet eine *Hall*-Sonde Magnetfelder durch eine elektrische Spannung. Es genügt dazu, durch sie einen kleinen Strom zu schicken. Strom, Feld und entstehende Spannung stehen senkrecht zueinander, was die Richtungen betrifft, und die Polarität der Spannung hängt von der Polung des Magneten ab.

Ein solches *Hall*-Plättchen (nach dem Entdecker dieses Effekts so genannt) ist in dem unscheinbaren 4beinigen flachen Schaltkreis *B 461 G* enthalten (Bild 19). Ihm schließt sich ein integrierter Verstärker an, und hinter diesem befindet sich ein ebenfalls auf dem kleinen Chip angeordneter Trigger. Dieser steuert einen Transistor. Sein Ausgangssignal (Transistor schaltet nach Masse durch) kann man z. B. in «digitalen» Schaltungen weiterverarbeiten.

Der Ausgang schaltet erst bei 2 gleichzeitig nötigen Bedingungen durch: der Südpol eines genügend starken Magnetfelds muß auf die gekennzeichnete Seite wirken, und der Freigabeeingang muß eine positive Spannung zwischen 2,4 V und 5 V erhalten (bzw. wird nicht beschaltet). Hat der Trigger einmal

geschaltet, kann er erst durch ein deutlich kleineres Magnetfeld (Verhältnis etwa 6 : 1) wieder gesperrt werden. Oder durch Absenken der Freigabespannung auf weniger als 0,4 V. Eine der vielen Einsatzmöglichkeiten eines solchen «Sensors» zeigt Bild 20. Solange der kleine Magnet dem Schaltkreis genügend nahe bleibt, hält der Ausgangstransistor den außen angeschlossenen Schalttransistor gesperrt. Entfernt sich der Magnet (er kann an einer Tür o. ä. befestigt sein), schaltet der äußere Transistor durch und läßt im einfachsten Fall wieder eine Lampe leuchten. Ist nun noch der Freigabeeingang mit dem Kollektor des äußeren Transistors verbunden, so bleibt der Alarm, auch wenn die Tür wieder geschlossen wird. Voraussetzung: Die Kollektorspannung darf höchstens bei 0,4 V liegen.

Der Zusatztransistor läßt sich sparen, wenn auf vorhandenes Magnetfeld hin ein optisches Signal ab der Leuchtdiode gewünscht wird (Bild 21). Man beachte den Vorwiderstand – die Kennlinien ab Bild 7 gelten auch hier. Nur braucht die LED etwas mehr Strom – etwa 10 mA für gut erkennbares Licht –, und die Durchlaßspannung kann bei diesem Strom Werte von mehr als 2 V erreichen – typenabhängig. Bei $U_S = 4{,}5$ V ist also ein Vorwiderstand von 220 Ω bis 270 Ω angemessen.

7. Unentbehrliche Helfer

Nicht ganz typisch läßt sich die Schaltung im Sinne von Bild 22 einsetzen. Man nutzt dazu erstmals eine wichtige Möglichkeit, die Verstärkung bietet: das Erzeugen einer Schwingung durch Selbsterregung. Dazu führt man dem Eingang eines Verstärkers einen Teil der Ausgangsenergie derart wieder zu, daß sich das Ausgangssignal vergrößert. Man braucht dann keine weitere Steuerspannung, sondern das System bedient sich selbst – es schwingt. Dabei kann man so viel zurückführen, daß der Ausgang bis an die möglichen Grenzen fährt (z. B. beim Transistor einerseits bis zur Restspannung und andererseits bis zur Betriebsspannung). Bei geschicktem Dosieren entsteht eine Sinuskurve. Das zu erreichen ist meist schwieriger. Für Signalzwecke braucht man sich darum aber nur selten zu kümmern. Und so ergibt die Schaltung nach Bild 22 mit geringstem Aufwand etwas sehr Nützliches: einen Annäherungswarner, der über den Schallwandler eine mit sinkendem Abstand von Magnet und *Hall*-IS höher werdenden Ton erzeugt. Obgleich man nun schon «mitten in integrierten Schaltungen steckt», stellt man fest: ganz für sich allein tun sie auch nicht alles! Elektroakustische Schallwandler in Form von Lautsprechern, Kopf- und Ohrhörern, Telefonkapseln usw. in der einen und Mikrofone in der anderen Wirkrichtung sind wichtige Bestandteile nicht nur der «Unterhaltungselektronik».

Wieder ist das Magnetfeld im Spiel, diesmal als Mittler zwischen elektrischen Stromänderungen und entsprechenden mechanischen Kräften, die als Bewegung auf eine Membran wirken und so zur Schallabstrahlung führen. Oder umgekehrt, wenn (wie in Mikrofonen) über Schallenergie im Leiter ein Strom erzeugt wird, weil er sich in einem Magnetfeld bewegt.

Die ohmschen Widerstände solcher Schallwandler liegen zwischen wenigen Ohm (Lautsprecher) und einigen hundert Ohm (bestimmte Typen von Hörkapseln). Für die vorliegende Aufgabe ist ein Typ günstig, der die zugelassenen 30 mA Ausgangsstrom nicht überfordert. Als Kompromiß schalte man z. B. eine übliche 54-Ω-Telefonhörkapsel (R_H) in Serie zu einem Begrenzungswiderstand R_V, so daß der Strom unter 30 mA bleibt: $U_S/(R_H + R_V) < 30$ mA. Das ergibt bei $U_S = 4{,}5$ V einen $R_V \gtrsim 100\,\Omega$.

In Bild 22 fällt eine Diode auf. Man sollte eine solche Maßnahme bei jedem Bauelement dieser Art vorsehen, wenn es von einem Schaltkreis oder Transistor betrieben wird. «Dieser Art» heißt: Der Schallwandler enthält eine Spule und eine Induktivität. Spulen haben die Eigenschaft, ein Magnetfeld in sich aufzubauen, wenn sie von einem Strom durchflossen werden. Schaltet man die Stromzufuhr plötzlich ab, bemüht sich das Feld, den Stromfluß weiter aufrecht zu erhalten, und gibt dabei seine Energie an die Spule ab. Wo vorher von Plus her ein Strom in die Spule geflossen ist (technische Stromrichtung), befindet sich der Minuspol der «Spulenbatterie». Am jetzt gesperrten Kollektor des Ausgangstransistors der IS steht also die Summe aus Batterie- und «Spulenspannung». Diese Spannung ist aber um so höher, je näher der gesperrte Transistor dem Idealwert (R unendlich groß) kommt. Das aber hält er nicht aus; er bricht durch. Die Diode verhindert das. Sie schließt die entstehende Induktionsspannung kurz. Der Anfangsstrom hat die gleiche Höhe wie der Strom vor dem Abschaltaugenblick. Daher genügt für diese Anwendung eine «Feld-, Wald- und Wiesen»-Diode, sofern sie 30 mA aushält. Welche tut das nicht, wenigstens kurzzeitig für Spitzenwerte!

Dieser «Annäherungsmelder» läßt sich recht klein halten, wie die Leiterplatte nach Bild 22b und Bild 22c zeigt. Und noch eine «Zugabe» an Gebrauchswert enthält sie: Eine Leuchtdiode kann statt des

Schallwandlers ein Blinksignal liefern. Dazu muß nur ein entsprechend größerer Kondensator eingesetzt werden. Bild 23 zeigt diese Ergänzung. Wie funktioniert aber nun diese (untypische) Schwingschaltung? Innen etwas unübersichtlich, aber außen im Grunde verständlich: Wenn ein genügend starkes Magnetfeld anliegt, so daß der Ausgangstransistor zu leiten beginnt, entlädt er damit den Kondensator, bis der Freigabeeingang zu sperren beginnt. Dadurch nimmt der Kollektor wieder eine höhere Spannung an, und der Kondensator lädt sich wieder auf. Das aber öffnet den Transistor usw. Es geht um so schneller, je kleiner C und R sind. Irgendwann wird R für die Innenschaltung zu hoch. Als günstig haben sich 4,7 bis 6,8 kΩ erwiesen.

8. Digital oder analog?

Bisher lief die behandelte Elektronik darauf hinaus, irgend etwas zu schalten. Die vielen möglichen kleineren oder größeren Spannungswerte beim Steuern der Transistoren (oder der IS) interessierten nicht. Die Hauptsache war eben der Effekt bei einem bestimmten «Pegel» des Signals, bei einer bestimmten Spannung. Allerdings ist diese Art, Elektronik zu nutzen, auch nicht gerade unwichtig. Vom Kühlschrankwächter bis zum Computer funktioniert alles derart «digital». Dieser Begriff stammt ursprünglich vom griechischen Wort für «Finger», übertragen «zeigen», «zählen» (aber meist nur von 0 bis 1 und wieder von vorn, was dann auch mit den Begriffen «binär» oder «dual» belegt wird). Ohne vorerst weniger wichtige Detaildeutungen sei festgestellt: Die («normale») Digitaltechnik arbeitet mit nur 2 Zuständen. Entweder es ist etwas da oder es ist nicht da; es ist hoch oder niedrig usw. Die Natur erfüllt diese Forderung höchst selten; in ihr läuft alles stetig, mit Übergängen und beliebig vielen Zwischenwerten ab («analog», siehe z. B. die Exponentialfunktion!). Bisweilen gibt es dann allerdings auch qualitative Sprünge. Schaltungen wie der Schwellwertschalter sorgen dafür, daß dieser «Individualismus» der überwachten Vorgänge vom Verarbeitungssystem ferngehalten wird, das aus den Informationen Reaktionen ableitet. Ein solches Verarbeitungssystem kennt dann nur die Zustände «tief» und «hoch». Es arbeitet entsprechend den angebotenen Informationen «logisch»: 1 und 1 gleich 1, 1 und 0 gleich 0, 1 oder 0 gleich 1 usw. – eine zunächst merkwürdig erscheinende Mathematik. Herr *Boole* hat jedoch schon vor langer Zeit bewiesen, daß man, so rechnend, ebenfalls zum Ziel kommt – man muß nur streng bei den Regeln bleiben. Wie gut das funktioniert, zeigt heute jeder Taschenrechner und jeder Computer. Wenn auch beide nach außen hin – dem Menschen zuliebe – im Zehnersystem aufnehmen und ausgeben.

«Unter sich» verständigen sich diese Schaltungen jedoch mit den einfachen Mitteilungen L wie low und H wie high. Das klappt ausgezeichnet, denn ein solcher Informationsfluß ist wenig störanfällig. Auch dazu mehr bei Bedarf demnächst im neuen Bauplan-Bastelbuch Nr. 2!

Längst beherrschen in der Digitaltechnik Schaltkreise das Feld. Sonst wäre der große Umfang an dafür aber vielen gleichen kleinsten Schalteinheiten nicht zu bewältigen. Um auf L und H am Eingang auch mit L und H am Ausgang zu reagieren (oder umgekehrt), hat eine solche Schalteinheit intern eine recht hohe Verstärkung. Uneindeutige Schaltpegel mag sie nicht – wo viel Verstärkung, da schwingt's leicht. Zur analogen Umgebung, an den «Schnittstellen», sind daher *Schmitt*-Trigger sehr nützlich. Darum gibt es auch unter den IS der verschiedenen Logiksysteme solche Einheiten, zugeschnitten auf das System. Eine Lampe kann man mit keinem von ihnen direkt schalten. Dennoch hat eine solche IS auch in Einzelanwendungen häufig ihre Berechtigung.

9. Gipfel der Genügsamkeit

Der genügsame Transistortrigger hat Konkurrenz auf Chips. Einem Schotten gleich geht eine bestimmte Logikfamilie, wie man digitale Schaltkreissortimente nennt, besonders sparsam mit ihrer Betriebsenergie um – die CMOS-Familie. Alles, was über bipolare Transistortechnik gesagt worden ist, sei kurz vergessen. Man stelle sich ein Stückchen Silizium mit Ladungsträgern darin vor und mit 2 Kontakten, durch die man diesen «Kanal» in einen Stromkreis einfügen kann. Ob aber tatsächlich Strom fließt, das bestimmt eine Elektrode, die gar nicht leitend mit dem Kanal verbunden ist. Isoliert, aber nur hauchdünn, befindet sich über dem Kanal eine Steuerelektrode, die wie eine kleiner Kondensator wirkt. Eingangsströme gibt es theoretisch nur für die jeweils kurze Zeit des Ladevorgangs dieser Kapazität – sie hat nur wenige Piko-

farad (10^{-12} F). Allerdings, wie überall in der Realität, gibt es (jedoch nur winzige) Leckströme. Je nach Spannungspolung gegenüber der für Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsamen (mit dem Kanal verbundenen) Elektrode fördert oder behindert die Steuerelektrode das Auftreten frei beweglicher Ladungen. Ein «p-Kanal» wird durch negative Spannung am Eingang geöffnet, ein «n-Kanal» durch positive. Die CMOS-Technik operiert raffinierterweise mit einem komplementären Paar solcher «Metall-Oxid»-Transistoren, daher ihr Name. Bild 24 zeigt, was dabei herauskommt. Ob L oder H am Eingang – jedesmal ist nur einer geöffnet, der andere ist gesperrt. Am Ausgang erscheint H, wenn L am Eingang liegt, und L bei H am Eingang. Auch bei dieser Anordnung führen aber Spannungen zwischen L und H zu einem Querstrom. Daher baucht die CMOS-Technik für «analoge» Quellen ebenso Trigger wie andere Logiksysteme. Der *4093* ist einer von ihnen. Gleich 4 davon befinden sich auf einem Chip, und jeder hat sogar 2 Eingänge. Man kann sie entsprechend *Boole* verwenden, denn der *4093* ist ein «Trigger-NAND». Das heißt: «H and H» am Eingang gibt L am Ausgang («not and»). Doch über solche Logikspezialitäten ein anderes Mal mehr. Der mögliche Ausgangsstrom (bei H von Plus her, bei L nach Minus hin) reicht, Transistoren anzuschließen. Bild 25 zeigt ein Einsatzbeispiel – gleich wieder mit Leiterplatte; Bild 26 eine Variante mit npn- statt pnp-Transistoren. Die Sache überwacht 4 (!) Meßstellen gleichzeitig. Ruhestrom kommt nur ins Spiel (immer noch weit unter 1 mA), wenn ständig ungünstige Zwischenwerte an den Eingängen liegen.

10. Das magische Dreieck

Bisher wurde stets akzeptiert, daß die Wirkung erst einsetzt, wenn bestimmte, relativ hochliegende Schwellen überschritten worden sind. Für Logiksysteme ist das funktionswichtig. Bei Transistorschaltungen kann es manchmal stören. Immer blieb die Schwelle von 0,6 V, bevor überhaupt etwas geschah. Solange die «Fühler» ihre Energie aus der Betriebsspannung beziehen, spielt das keine entscheidende Rolle. Doch wie arbeitet man mit kleineren Eingangsspannungen? Sie lassen doch gar keinen Eingangsstrom fließen? Später wird gezeigt, daß diese Einschränkung nur bei Gleichspannung gilt. Will man Wechselspannung verstärken, läßt sich das einfach umgehen. Auch bei Gleichspannung gibt es Auswege.

Bild 27 zeigt eine Möglichkeit. Der Teiler $R1$, $R2$ wird so eingestellt, daß er über $R1$ nicht ganz die Schwellspannung U_{BE} führt, bei der der Transistor wesentlich zu leiten beginnt. Das läßt sich durch Überbrücken der beiden Eingangsanschlüsse feststellen. Der Teiler ist eine Ersatzspannungsquelle mit $U_{iT} \lesssim 0{,}6$ V und $R_{iT} = R1/R2$. Gemäß Bild 28 genügt nun eine Signalquelle mit geringer, aber richtig gepolter Spannung, um die nötigen Bedingungen für einen Basisstrom I_B im Sinne von Bild 7 zu erzeugen. Dann gilt $U_I = U_{IT} + U_G$ und $R_i = R_{iG} + R_{iT}$, daher fließt $I_B = (U_I - U_{BE})/R_i$. U_{BE} liegt wieder im Bereich von 0,6 V und stellt sich gemäß Bild 7 ein.

Ein zwischen Kollektor und Emitter (dem Bezugspunkt für Eingang und Ausgang dieser Transistorschaltung) angeschlossenes Voltmeter zeigt bis zu diesem Augenblick U_S an. Sobald die «Steuerquelle» beteiligt ist, geht U_A zurück. Denn jetzt fließt Kollektorstrom, und der Transistor muß sich U_S mit R_a «teilen»: $U_{CE} = U_S - B \cdot I_B \cdot R_a$. Je mehr Eingangsstrom (bzw. -spannung), um so weniger Ausgangsspannung, oder im Technikerdeutsch: Diese Transistorschaltung dreht die Phase des Signals um 180°, sie «invertiert» das Eingangssignal.

Jetzt kann schon ein schwach beleuchtetes Fotoelement an den Eingangsanschlüssen eine deutliche Änderung der Ausgangsspannung bringen. Das ist gut. Leider läßt sich dieses schwache Signal nicht einfach wie bisher zwischen Basis und Emitter legen. Der Emitter ist hier der Bezugspunkt, auch «Masse» der Schaltung genannt. Das bringt Nachteile. Zum Beispiel dann, wenn das Eingangssignal schon aus einer anderen Teilschaltung stammt und weiterverstärkt werden soll. Am schlimmsten ist aber dies: Die Schaltung nach Bild 28 wirkt beinahe besser als Thermometer als im gewünschten Sinne. Es sei an die Temperaturabhängigkeit der Schwellspannung erinnert! Angenommen, der Teiler war bei 20 °C so eingestellt, daß die Kollektorspannung dadurch gerade ein wenig unter U_S rutschte. Nimmt man nun das Transistorgehäuse eine Weile zwischen Daumen und Zeigefinger und beobachtet das Meßgerät, dauert es nicht lange, und U_A sinkt. Wie stark, das hängt auch von der Größe von R_a ab. Je größer R_a, um so weniger Kollektorstrom ist für einen bestimmten Spannungs-«Abfall» nötig. Mit etwa 2 mV je K Temperaturerhöhung sinkt die für einen bestimmten Kollektorstrom nötige U_{BE}. Bild 29 gibt eine Erklärung. Um den Effekt deutlicher herauszuarbeiten, wurde tatsächlich eine nur kleine Steuerspannung mit einer relativ kleinen Innenwiderstandsgeraden (vgl. Bild 28) eingetragen. Die Schaltungspraxis kennt viele Möglichkeiten, diesem nachteiligen Effekt zu begegnen. Meist muß auch nicht von der «Schwelle» aus verstärkt werden, wie im Beispiel. Da helfen schon sogenannte Gegenkopplungen: Von der Wirkung am Ausgang wird ein Teil so auf den Eingang zurückgeführt, daß er der Wirkung entgegenarbeitet. Beispielsweise in der Wechselspannungs-Verstärkertechnik läßt sich so der gewählte Bereich des «Arbeitspunkts» ausreichend halten. Beim vorliegenden Problem helfen solche Maßnahmen allein wenig. Dieser Bauplan wäre im Platz überfordert, sollte der ganze Gedankenweg bis zum Endergebnis nachvollzogen werden. Die Stufe im Bild 30 hat wieder einen Eingang «gegen Masse». Allerdings braucht sie dafür 2 Betriebsspannungen. Im Grunde sind aber beide Transistoren (zunächst) gleichrangig, und man kann auch zwischen beiden Eingängen steuern. Das Gesamtverhalten eines mit einer solchen Eingangsstufe versehenen Verstärkers wird von der weiteren Innenschaltung und von der gewählten Außenbeschaltung bestimmt. Mit der Innenschaltung legt man (ideal) den Ausgang im Ruhezustand ebenfalls auf Massepotential (wenn beide Eingänge auf Masse liegen), mit der Außenbeschaltung wird das Verstärkerverhalten festgelegt. Damit immer beide Transistoren innen «aktiv» bleiben, muß man ihnen den Basisstrompfad lassen – entweder trivial direkt durch eine Verbindung mit Masse oder eben über den Innenwiderstand einer Signalquelle. Was ist nun auf diese Weise entstanden? Der Verstärker hat plötzlich 2 Eingänge bekommen und wird aus 2 Spannungen versorgt. Auf die Verbindung zwischen den beiden Spannungsquellen bezieht man die Eingänge und den Ausgang. Die Rolle des Spannungsteilers hat im Grunde die «symmetrische» Spannungsquelle mit ihrem Mittelpunkt übernommen. Zwischen ihr und den Eingängen kann ein Basisstrom nur fließen, wenn innen die Emitter um etwa 0,6 V niedriger liegen. Die Schaltung stellt dies sicher. Es gibt auch keinen einfachen Emitterwiderstand mehr. An seine Stelle ist ein sogenannter Stromgenerator getreten. Der für die Eingänge nötige Basisstrom fällt dabei ab, denn die Stromversorgung ist ausreichend groß. Viel höher liegt die gesamte Spannungsverstärkung des Verstärkers, der nun endlich mit dem ihm zukommenden Symbol belegt wird (Bild 31). Operationsverstärker (OPV) nennt man das zum Andenken an die Ursprünge seines Einsatzes in der analogen Rechentechnik. Solange beide Eingangsströme – gleiche Stromverstärkungen vorausgesetzt – gleich sind, bleibt auch der Ausgang auf 0 V. Das einzusehen erfordert ein kurzes Verweilen bei Bild 30. V1 «invertiert» das Eingangssignal. Je weniger Basisstrom (also Spannung am Eingang «weniger», «–»), um so höher («+») die Ausgangsspannung. Wenn die Gesamtheit der weiteren Stufen des OPV das nicht ändert – und so baut man sie auch –, tut der Ausgang stets das «Umgekehrte» vom daher so genannten invertierenden Eingang. Was passiert aber am neuen Eingang, also bei V2? Mehr Basisstrom dort durch «+» an seiner Basis erhöht die Emitterspannung. Das jedoch verringert die Wirkung des Steuerstroms im Basis-Emitter-Kreis des Transistors V1. Man kann sagen, V1 wird jetzt zusätzlich am Emitter gesteuert, aber über die Verstärkerstufe V2. Ein Eingangssignal an V1 findet sozusagen die meistbenutzte «Emitterschaltung» vor, denn der Emitter ist die für Ein- und Ausgangskreis gemeinsame Elektrode. Der Ausgang von V2 ist dagegen sein Emitter, und er steuert V1 an dessen Emitter an.

Insgesamt bedeutet ein «+»-Signal an V2 auch ein «+»-Signal am Ausgang. Dieser Eingang dreht die Wirkrichtung nicht um. Zur Belohnung erhielt er den umständlichen Namen nichtinvertierender Eingang. Mit seinem Potential bestimmt er die Lage der Ausgangsspannung. Solange der invertierende Eingang wie dieser an Masse liegt, führt auch der Ausgang null Volt. Reale OPV reagieren nicht ganz so exakt.

Auf Grund der extrem hohen Verstärkung des Gesamtgebildes und des Ausklammerns der U_{BE}-Schwellspannung reicht es nun bereits, wenn einem der Eingänge eines OPV nur wenige Millivolt Eingangsspannung (allerdings mit «Gleichstrompfad» für den Basisstrom) zugeführt werden, damit die Ausgangsspannung ihren höchsten möglichen Wert annimmt: $+U_S$ bei + an (+) oder – an (–), $-U_S$ bei – an (+) oder + an (–). Die Klammersymbole seien als Kurzform für die Eingangsbezeichnungen gestattet: (–) = invertierend, (+) = nichtinvertierend. Da OPV-Ausgänge schließlich auch wieder Transistoren enthalten, bleibt zwischen Betriebsspannungen und größtmöglichen Ausgangsspannungswerten stets noch ein «Rest». Er kann sogar einige Volt betragen, je nach Typ und Bedingungen, bei Spezialtypen aber auch wesentlich weniger. Man sollte das jedenfalls nicht vergessen.

Wo viel verstärkt wird, darf auch gegengekoppelt werden. Gegenkopplung bändigt jeden OPV, der sonst schon bei einigen Millivolt am Eingang ausgangsseitig über die Stränge schlägt. Und sie macht ihn berechenbar. Liegt (+) an Masse, wird nun auch (–) überredet, sich so zu verhalten.

Nach Bild 32 versucht man nun, diesen Zustand zu stören – mit einem Eingangssignal. Die Quelle (mit Gleichstrompfad) liefert die Spannung U_E, ihr Innenwiderstand sei bereits in $R1$ enthalten. Was ohne $R2$ passiert, läßt sich vorhersehen: U_A «fährt zum Anschlag», je nach Polarität von U_E. Doch da ist noch $R2$. Was nun? U_E treibt durch $R1$ einen Strom. Ohne U_E fließt zwar auch schon Strom, aber nur der Ruheeingangsstrom der Basis von V1, und der liegt weit unter 1 µA. Genauer betrachtet kann der wegen des relativ kleinen $R1$ viel größere Strom $U_E/R1$ gar nicht in den Eingang hineinfließen, weil der ihn nicht «aufnehmen» könnte. Da hilft der Ausgang. Über $R2$ stellt er einen «Pfad» bereit. Ist $R2$ genauso groß wie $R1$, entsteht auch die gleiche Spannung, denn I_E fließt durch $R1$ und $R2$ in den Ausgang. Der muß dazu die entsprechende Spannung führen: Für $R1 = R2$ also $UA = -U_E$. Jeder beliebige $R2$-Wert gibt eine genau berechenbare Ausgangsspannung von $U_A = -\frac{R2}{R1} \cdot U_E$. U_E wird um $V = -\frac{R2}{R1}$ verstärkt. Minus drückt nur aus, daß es sich immer um die entgegengesetzte Polarität handelt.

Der Strom fließt sozusagen am (–)Eingang vorbei, streng nach der Regel, daß (–) auf gleichem Potential (gegen Masse) wie (+) liegt – und das ist hier die Spannung 0 V. Obgleich also nicht wirklich an Masse liegend, führt (–) dieses Potential, wirkt wie ein Knotenpunkt, in den der Eingangsstrom hineinund der Gegenkopplungsstrom (gleicher Größe) wieder herausfließt. Die Masse an (+) «spiegelt» sich in (–), daher der Begriff «virtuelle Masse». Damit hat man den invertierenden Verstärker kennengelernt. Er wird oft gebraucht.

Was, wenn (+) nicht an Masse liegt, sondern an einer Spannung zwischen $U_{(+)}$ und $U_{(-)}$? Der Ausgang antwortet sofort: Mit eben dieser gleichen Spannung. Und der invertierende Verstärker? Seine «virtuelle Masse» wird zum «virtuellen (+)-Eingang» allgemein. (+) bleibt Bezugspunkt, U_E wird mit $U_{(+)}$ verglichen. Wichtig wird diese Methode, wo eine 2. Betriebsspannung unbequem ist und wo man dann eben gegen (+) als Bezugspunkt steuert. Eine gute Lösung z. B. für «Brücken» aus Widerständen, wenn Abweichungen verstärkt werden sollen. Damit es gleich konkret wird, zeigt Bild 33 ein Beispiel.

Eigentlich hat der invertierende Eingang etwas Unschönes an sich. R1 kann nicht allzu groß werden. Dafür gibt es 2 Gründe. Beide lassen sich allerdings zum Teil entschärfen. Einmal bringen die bei bipolaren OPV-Eingängen eben doch nötigen Basisströme über jedem zwischen ihnen und Masse oder Bezugspotential liegenden Widerstand auch eine Fehlspannung, die verstärkt wird. Genaueres findet der Interessierte hinten erläutert. Typen mit Feldeffekteingängen erlauben da schon wesentlich höhere $R1$. Denn bei ihnen fließen nur noch Leckströme, die eigentlich gar nicht sein müssen.

Hoher $R1$ bei großer gewünschter Verstärkung bedeutet aber auch hohen $R2$ – z. B. $R1 = 100$ kΩ (für Bipolare oft schon zuviel wegen besagter Fehler), $V = 100$, also $R2 = 10$ MΩ. Solchen Werten mangelt es aber oft schon an Konstanz. Doch der OPV läßt eine Variante in der Beschaltung zu, die solche Extreme nicht braucht: Bild 34. Wenn $R_o = 9 \cdot R_U$, dann braucht $R2$ auch nur noch $^1/_{10}$ seines Wertes nach Bild 32 zu haben. Das stimmt ausreichend genau, solange $R_o \parallel R_U << R2$, sonst muß rechnerisch korrigiert werden. Denn es geht im Beispiel darum, daß statt 100 % nur 10 % der Ausgangsspannung zum Gegenkoppeln genutzt werden, so daß $R2$ ebenfalls nur 10 % seines Ursprungswerts haben darf. Doch auch der (+)-Eingang kann Steuereingang sein. Wie die Innenschaltung dem Experten zeigt, handelt es sich so um einen sehr hochohmigen Eingang. Er wird durch keine Gegenkopplungsschaltung «belastet», denn die bleibt wegen der Wirkrichtung im invertierenden Eingang (Bild 35). Dadurch ergibt sich ein anderer Bereich der einstellbaren Verstärkung. Wenn beim invertierenden Verstärker im Extremfall $R2$ zu 0 gemacht wird, ist auch die Verstärkung 0. Hinten kommt nichts an. Beim jetzt betrachteten nichtinvertierenden Verstärker dagegen heißt $R2 = 0$ lediglich, daß U_A an (–) ohne Teilung erscheint. Die Höhe von U_A aber wird von U_E an (+) bestimmt. Für $R2 = 0$ hat der nichtinvertierende Verstärker mit $U_A = U_E$ eine Verstärkung von $V = 1$. Und allgemein gilt $V = \frac{R2}{R1} + 1$, ohne Invertierung.

Denn: U_E an (+) wird an (–) «abgebildet». Über $R1$ steht damit die gleiche Spannung gegen Masse. Der Strom dafür kommt vom Ausgang über $R2$: $I = U_A/(R1 + R2)$. Da $I = U_E/R1 = U_A/(R1 + R2)$, wird $U_A/U_E = V = (R1 + R2)/R1 = 1 + R2/R1$.

Bis auf den winzigen Eingangsruhestrom fließt im (+)-Kreis tatsächlich kein Strom, und die Quelle wird praktisch nicht belastet. Die Wirkrichtung bleibt erhalten! Eine ideale Schaltung, genau richtig für vieles, was vorher beim Transistor kaum machbar erschien: Verstärken schon von kleinsten Spannungen an, keine Belastung der Quelle, keine Rückwirkung vom Ausgang. Operationsverstärker mit Feldeffekteingängen kommen diesem Ideal sehr nahe. Der Gleichstrompfad der Quelle spielt dann vielfach keine

Rolle mehr. Bei den noch verbreiteten OPV mit Bipolareingängen jedoch wird all das relativ. Wer mit z. B. 100 nA Eingangsstrom rechnen muß, darf eben nicht mehr als z. B. 10 kΩ Widerstand auch von (+) nach Masse schalten. Denn dann erhält er schon $0{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 = 1$ mV Fehlspannung. Das stört, wenn auch die Signalspannung nur 1 mV beträgt, erheblich! Glücklicherweise ist es meist viel weniger schlimm, aber man muß immer daran denken!

Jede Berechenbarkeit hat Grenzen. Wenn die Eingangsspannung zu hoch wird, kann die Gegenkopplung das System nicht mehr im Gleichgewicht halten. Die «Abbildung» von (+) auf (–) stimmt nicht mehr, es entsteht eine merkliche Differenzspannung. Der Ausgang vermag nicht mehr genügend Strom zu liefern, um alles beim Ideal zu halten. Solange er das konnte, war es ihm auch gleichgültig, ob man ihm noch für andere Zwecke Strom abverlangte (oder Richtung Minus «anbot»). Im normalen Arbeitsbereich konnte man zu dem Eindruck gelangen, er habe keinen Innenwiderstand. Denn: ob 0,5 mA oder 5 mA Ausgangsstrom, U_A blieb konstant, solange U_E konstant war. Erst an den physikalischen Grenzen, wo eben die hohe innere Verstärkung nichts mehr bewirken kann, weil z. B. die Restspannung der Ausgangstransistoren erreicht ist, geht die Spannung bei Last zurück, und die stabilisierende Wirkung der Gegenkopplung versagt. Auch das muß man wissen, denn: OPV erledigen (für Transistoren fast) Unmögliches zwar recht gut, auf Wunder braucht man jedoch nicht zu warten.

11. Frequenzen für Transistor und IS

Sprache und Musik – das sind Schallwellen, d. h. ein Auf und Ab in der Dichte des Mediums Luft, das den Schall überträgt. Das Ohr verarbeitet dabei einen extrem großen Bereich von Schallenergie. Die Elektronik hat sich an diese Grenzen erst langsam herangetastet. Getastet teilweise im wörtlichen Sinne. Denn bei den Abtastverfahren für Schallplatten oder Magnetbänder, auf denen heute Schallereignisse elektronisch gespeichert werden, liefern die Abtaster ebenfalls nur kleine Energien. Die zugehörigen Spannungswerte liegen meist im Millivoltbereich (abgesehen vom Kristalltonabnehmer, doch dessen Innenwiderstand ist dafür recht hoch).

Wie soll man aber einen Transistor, der erst bei $U_E = 0{,}6$ V anspricht, zum Verstärken solch kleiner Spannungen überreden? Bild 36 zeigt das Geheimnis. Es heißt Arbeitsteilung. So sieht eine «klassische» Transistorstufe aus, die Wechselspannungen verarbeiten kann. Prinzipiell in einem Bereich, der dem des Ohrs kaum nachstehen muß. Das kommt auf die Auslegung an.

Solche Stufen werden in Grundlagenbüchern ausführlich behandelt. Wichtig ist der Kondensator am Eingang. Dieses Bauelement überträgt nur Wechselspannung. Die beiden voneinander isolierten Elektrodenflächen können Ladungsträger speichern, um so mehr, je höher die Kapazität C und die Spannung U. Danach ist Schluß mit dem Ladestrom, bis sich die Spannungsverhältnisse im angeschlossenen Kreis ändern! Die durch den Teiler schon im Durchlaßbereich arbeitende Basis-Emitter-Strecke kann aber gemäß Bild 37 nun bereits durch sehr kleine Strom- bzw. Spannungsänderungen gesteuert werden. Das verstärkte Signal steht am Kollektor zur Verfügung.

Die Verstärkung dieser Stufe ist am Kollektor in diesem Beispiel nur 1,5fach – bis man R_E mit einem Kondensator überbrückt. Werte um 50 sind dann «normal». Wodurch diese Verstärkung dann noch begrenzt wird, versteht man, wenn man wieder (in Verbindung mit der Schaltung) etwas in den Transistor hineinsteigt. Durchaus nicht alle Transistorstufen sehen so aus wie die in Bild 36. Beispielsweise Bild 38 ist eine ebenfalls recht brauchbare Schaltung. Und dabei sehr sparsam! Was in Bild 36 die Emitterwiderstände bezüglich Stabilisieren des Arbeitspunkts bewirken, tut hier der Widerstand zwischen Kollektor und Basis. Der Effekt ist einzusehen: Das verstärkte Signal (es kann auch eine von der Temperatur beeinflußte Arbeitspunktänderung sein) wirkt auf die Basis «dämpfend» zurück. Denn diese Stufe – man nennt sie Emitterstufe, weil der Emitter gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang ist – dreht die Phase des Signals um 180°. Aus «Plus» wird «Minus». Höhere Spannung am Kollektor bedeutet kleineren Kollektorstrom. Wird von ihr Basisstrom abgeleitet, erhöht sich also I_B. Das hat mehr I_C zur Folge, U_{CE} sinkt, die Sache stabilisiert sich. Wenn eine solche Stufe unterschiedliche Verzerrungen bringt, je nach angeschlossener Quelle, so hat das seinen Grund. Sie verlangt geradezu nach «Stromsteuerung», d. h. nach hohem Innenwiderstand der Steuerquelle. Nur dann kann das verstärkte Signal in den Basis-Knotenpunkt fließen, ohne vom Quellwiderstand «verschluckt» zu werden. Nur dann also ergibt sich eine kurvenverbessernde Gegenkopplung. Durch diese Rückführung verringert sich aber der Eingangswiderstand der Stufe, denn der Gegenkopplungswiderstand belastet auch die Quelle. Insgesamt ist auch diese Stufe ein Kompromiß – wie alles in der Technik.

NF-Verstärker sind zu etwas «Alltäglichem» beim Elektronikbasteln geworden. Zumindest bei allen, die sich nicht vorrangig mit Digitaltechnik befassen. Kein Mikrofon läßt sich nutzen ohne Verstärker. Auf Schallplatten und Tonbändern Gespeichertes bleibt uns verschlossen, und kein Lautsprecher tut es – ohne entsprechende Verstärker. Und jedes Problem hat seine Besonderheiten. Sie lassen sich ausdrücken in technischen Daten: Bereiche von Ein- und Ausgangsspannung (Aussteuerbarkeit), Verstärkungsfaktor, Frequenzbereich, Eingangs- und Ausgangswiderstand, Betriebsspannung, Stromaufnahme, Rauschen, Klirrfaktor. Im folgenden werden einige typische Verstärker für unterschiedliche Einsatzfälle vorgestellt. Keine ausgesprochenen HiFi-Modelle, doch diese kleinen Bausteine decken sicherlich viele Aufgaben ab, die das tägliche Leben stellt. Vorrangig geht es um Mikrofonverstärker.

Mikrofone sind Schallempfänger, die eine vom Schalldruck und von der Frequenz abhängige Spannung liefern. Diese Spannung ist entweder sehr klein, oder sie kann nur gering belastet werden. Kristallmikrofone und Elektretmikrofone (diese meist mit eingebautem Vorverstärker) gehören zur 2. Gruppe. Bei den niederohmigen dynamischen Mikrofonen geht es vor allem darum, wenige Millivolt bei kleinem Quellwiderstand so zu verstärken, daß damit ein Leistungsverstärker mit etwa 200 mV Eingangsbedarf angesteuert werden kann. Die Spannung eines hochohmigen Kristallmikrofons dagegen hat im Leerlauf bereits diese Größenordnung. Das Problem besteht darin, daß sie schon bei Belastung mit einigen zehn Kiloohm zusammenbricht. Für solche Mikrofone braucht man also einen Impedanzwandler.

Dynamische Mikrofone werden in der Amateurpraxis am häufigsten benutzt. Sie ähneln im Aufbau dynamischen Lautsprechern. Vielfach werden darum auch tatsächlich besonders Kleinlautsprecher gern als Mikrofonersatz benutzt, z. B. in Sprechanlagen. Dort stört die geringe Empfindlichkeit gegenüber «richtigen» Mikrofonen meist nicht. Lautsprechermembranen sind steifer als solche von Mikrofonen. Außerdem muß der Schall bei ihnen größere Massen in Bewegung setzen. Für Lauschzwecke, also zur Raumüberwachung bei kleinen Schallpegeln u. ä., empfiehlt sich daher der Einsatz entsprechend empfindlicher Mikrofone.

Es gibt allerdings auch in diesem Aufgabenbereich Fälle, wo erst eine bestimmte Mindestlautstärke eines Ereignisses interessiert. Dann genügt wieder ein zweckentfremdet eingesetzter Lautsprecher. Die verstärkte Spannung wird meist einem Endverstärker zugeführt, an den ein Lautsprecher angeschlossen ist. Man kann einen solchen Vorverstärker jedoch auch zusammen mit einem Ohrhörer benutzen. Dabei gilt die Regel: Je mehr Widerstand der Hörer hat, um so sparsamer ist der Verstärker.

Günstiger in Leistung und Stromaufnahme sind Hörer mit Widerständen zwischen 400 und 4000 Ω (Ohrhörer von Hörgeräten, Kopfhörer für Funkamateure usw.). Sie werden oft direkt in den Ausgangskreis gelegt.

11.1. Verstärker mit Transistoren

Bild 39a zeigt einen nach diesen Überlegungen entstandenen 3stufigen Verstärker. Er kann in 2 Varianten benutzt werden: hochverstärkend bei kleiner Aussteuerung und mit geringen Verzerrungen bei niedrigerer Gesamtverstärkung für größere Aussteuerung. Seine Leiterplatte (Bild 39b und c) läßt beide Bestückungsmöglichkeiten zu. Der Vorwiderstand in der letzten Stufe kann auch als Potentiometer ausgeführt werden. Dadurch läßt sich bei Bedarf Qualität mit Verstärkung «tauschen». Er gehört übrigens mit 47 bis 62 kΩ in die vorletzte Stufe. Das typofix-Bild berücksichtigt das (schräg einbauen).

11.2. Verstärker-Chip

Das gleiche Problem kann mit einem Schaltkreis gelöst werden, der kaum mehr kostet als die 3 Transistoren. Außerdem lassen sich noch andere Bauelemente sparen. Bild 40a enthält einen sogenannten Open-collector-OPV. Einen Pfad nach Masse gibt es für den invertierenden Eingang in dieser Schaltung nicht. Damit beträgt die Gleichspannungsverstärkung 1, und Offsetspannungen wirken sich nur «unverstärkt» auf die Ausgangsspannung aus. Für Wechselspannung liegt die «Quelle» Mikrofon mit ihrem R_i in Serie mit einem Stellwiderstand für die Verstärkungseinstellung über einen Koppelkondensator am invertierenden Eingang. Als Fußpunkt für die Spannungsquelle eignet sich der nichtinvertierende Eingang besser als Masse. Er bildet ja für diese unsymmetrische Betriebsart den Bezugspunkt.

Das benutzte dynamische Mikrofon hat einen Widerstand von $R_i = 200\ \Omega$. Damit stellt die Serienschaltung $R_i + R_V + X_C$ eine frequenzabhängige Verstärkerbeschaltung dar, die höhere Frequenzen

bevorzugt. Das kommt dem für diese Baugruppe vorgesehenen Einsatzzweck entgegen. Raumresonanzen liegen meist im unteren Tonfrequenzbereich. Nur wenn sie entsprechend unterdrückt werden, sind Geräusche mit höheren Frequenzanteilen, Flüstern usw. gut herauszuhören.

Zwischen den beiden Eingängen fällt ein Keramikkondensator auf. Er unterdrückt die Neigung aller empfindlichen Verstärker, nahe gelegene Rundfunksender zu demodulieren (d. h. die NF von der HF zu trennen) und damit unerwünscht zu Gehör zu bringen. Dieser Effekt tritt vor allem bei längeren Eingangsleitungen auf.

Der gewählte 400-Ω-Hörer muß nicht mit der vollen möglichen Ausgangsleistung betrieben werden. Ein Widerstand von 470 Ω in Serie senkt den Ruhestrom auf weniger als die Hälfte. Das ist ja ein Nachteil des unsymmetrisch gespeisten OPV: $U_S/2$ am nichtinvertierenden Eingang ergibt (Offset nicht gerechnet) auch $U_S/2$ am Ausgang. Damit liegen rund 2,2 V am Hörer, und es fließen ständig 2200/400 = 5,5 mA. Zusätzliche 470 Ω verringern diesen Strom auf etwas über 2 mA. Mit 2 mA/$\sqrt{2}$ kann damit der Hörer noch ausgesteuert werden. Er erhält dann $(2/\sqrt{2})^2 \cdot 0{,}4$ mW Wechselleistung, also 0,8 mW. Das genügt für die Aufgabenstellung. Da dieser Verstärker schon so recht brauchbar und – wie sich noch zeigt – auch «wandelbar» ist, sollte man ihn auf einer Leiterplatte konservieren. Bild 40 enthält alle erforderlichen Informationen.

11.3. Wächter mit Schaltfunktion

Das «Belauschen» eines zu überwachenden Orts ist für eine solche Problemlösung wohl die niedrigste Stufe. Man kann der Elektronik mehr zumuten. Die Übersichtsdarstellung in Bild 41 zeigt wieder den Mikrofonverstärker, dessen Signale diesmal jedoch nicht einfach vom Ohrhörer oder – hinter einem Endverstärker – von einem Lautsprecher wiedergegeben werden. Sie gelangen vielmehr auf den Eingang eines OPV mit einer etwas merkwürdigen Beschaltung (Bild 42). Statt des invertierenden Eingangs ist der nichtinvertierende mit dem Ausgang gekoppelt. Der invertierende Eingang liegt an einem Spannungsteiler relativ weit «unten» auf etwa 0,6 V. Damit gibt es keine begrenzte Verstärkung – der OPV reagiert voll mit dem, was er kann. Wenige Millivolt Spannungsdifferenz zwischen (+) und (–) fahren den Ausgang also dicht an die jeweils zutreffende Ausgangsspannungsgrenze. Die unkomplizierte Spannungsversorgung aus nur einer Batterie macht die Sache dafür zunächst etwas unübersichtlich. Genauer betrachtet ist der OPV nicht («negativ») gegen-, sondern («positiv») rückgekoppelt. Da der invertierende Eingang keinen «Draht» zum Ausgang hat, interessiert ihn dessen Potential nicht. Er bleibt bei 0,6 V und damit an der untersten Grenze dessen, was der *761* an Eingangsspannung im unsymmetrischen Betrieb akzeptiert, ohne seine Eigenschaften drastisch zu ändern. Aber welche Eigenschaften hat diese Schaltung? Die Spannung am (–)-Eingang muß sich, solange (+) praktisch nicht leitet, aus dem am Potentiometer eingestellten Grundwert U_T und aus dem Spannungsteiler R_K, R_P ergeben: $U_{(+)} = U_T + U_A \cdot R_P/(R_K + R_P)$.

Der Potentiometer-Teilwiderstand wurde vernachlässigt. Je nach der «Vorgabe», die kurzzeitig von außen an einen der Eingänge gelangt, wird U_A etwa 4,5 V oder nur 0,6 V. (+) führt dadurch entweder rund 1 V oder um 0,7 V, je nach Einstellung und Schaltzustand. Der letztgenannte Wert entspricht nahezu der am Teilerpotentiometer eingestellten Grundspannung. Die Ausgangsspannung folgt also z. B. einer von außen auf (+) einwirkenden Spannung, sobald diese die am (–)-Eingang stehende Spannung auch nur geringfügig über- oder unterschreitet. Damit wirkt sie im gleichen Sinne wie die zugeführte Spannung. Es handelt sich um einen Trigger. Seine Hysterese wird vor allem durch das Verhältnis der beiden Widerstände in der Rückführung bestimmt: Je kleiner R_K/R_P, um so weiter liegen die Schaltpunkte auseinander. Man achte darauf, daß die positive Grundspannung nicht die am invertierenden Eingang erreicht, sonst bleibt der OPV immer im Zustand «Ausgang auf hohem Potential». Allerdings kann dies dann wieder durch eine positive Steuerspannung an (–) geändert werden: Wird (–) auch nur kurze Zeit höher als (+), geht der Ausgang auf tiefes Potential. In der vorliegenden Anwendung beeinflußt man von außen diese Schaltrichtung, nämlich durch die vom Mikrofonverstärker kommende Spannung. Das bewirkt die Koppelschaltung. Im Ruhezustand hat sich der Koppelkondensator C_K etwa auf $U_S/2$ geladen. Ein Signal in positiver Richtung ergibt am Eingangskoppelwiderstand R_{EK} eine positive Spannung. Sie muß so hoch liegen, daß die Schwellspannung der Diode überwunden wird. Der «Überschuß» kommt am gesteuerten Eingang zur Wirkung. Die Spannungsdifferenz zum anderen Eingang verschiebt sich ins Positive. Damit «kippt» die Schaltung, wie schon beschrieben: auf kleine Ausgangsspannung, wenn der (–)-Eingang, auf große, wenn der (+)-Eingang diesen Impuls erhält. Das entspricht letztlich bei diesem Open-collector-Typ bei geringer Ausgangsbelastung nahezu der Batteriespannung. Diese Ankopplung

über Diode wirkt nur in einer Richtung. Rückstellen läßt sich aber schon durch kurzes Absenken der Spannung am gesteuerten Eingang. Mit dieser Spannung kann auf ein Geräusch hin ein Alarmsignal ausgelöst werden. Aber auch ein Relais läßt sich schalten. Oder es wird ein Leistungshalbleiterbauelement damit angesteuert, z. B. ein Triac. Bei Händeklatschen oder Pfeifen schaltet sich dann vielleicht eine Lampe ein! Die rauhen Ansprüche von «Leistungsperipherie» legen daher eine Pufferstufe nahe. Die 761er-Konfiguration bedeutet kleine nötige Betriebsspannung und offenen Kollektorausgang hoher Belastbarkeit (Bild 43). Das Bild zeigt skizzenhaft, wie vielseitig Elektronik ist. Das Quellsignal braucht nicht vom Mikrofonverstärker zu kommen. Soll nun die Schaltung auch weiterhin nur dann einen höheren Strom aufnehmen, wenn ein Schaltsignal ausgelöst wird, muß man die Signalweitergabe optimieren. Das heißt: Bei einem Open-collector-Typ fließt der kleinste Strom bei gesperrtem Ausgang, sofern der «Verbraucher» zwischen Ausgang und Plus liegt. Das Signal soll also den Ausgang nach Masse durchschalten. Dazu muß es den (+)-Eingang auf eine gegenüber dem (−)-Eingang kleinere Spannung legen bzw. die Spannung an (−) gegenüber der an (+) erhöhen. Die letztgenannte Möglichkeit wurde schon beim Trigger selbst genutzt. Man sieht, auch diesmal läßt sich der OPV wieder «ungebändigt» einsetzen. Allerdings muß man 2 Eigenschaften berücksichtigen: Die Eingangsspannungen sollen von der jeweiligen Betriebsspannung mindestens 0,6 V entfernt sein, und Offsetprobleme dürfen sich auf die Lage des Ausgangs nicht auswirken. Die Beschaltung des 2. OPV in Bild 43a berücksichtigt beides, wie Bild 43b erläutert: Jeweils 1 Eingang wird auf etwa $U_S/2$ gehalten. Den anderen schaltet die Ausgangsspannung des 1. OPV auf höchstens $(^2/_3)U_S$, wenn der Ausgang gesperrt ist, bzw. auf mindestens noch etwa $(^1/_6)U_S$, wenn der Ausgang (fast) nach Masse durchschaltet. Das heißt z. B.: Ein Mikrofonverstärker schaltet den (−)-Eingang mit Signal auf $U_{(-)} > U_{(+)}$, siehe Bild 41. Damit geht der Ausgang des Trigger-OPV auf niedriges Potential. Da diese Änderung am Ausgang des 2. OPV die gleiche Wirkung haben soll, wird damit der nichtinvertierende Eingang angesteuert. Der Ausgang stellt somit einen genügend belastbaren «Schalter» dar. Einige Leistungsschaltglieder, die sich so betreiben lassen, sind in Bild 43a skizziert.

12. Leistung gefragt

Wirkungen zeigten selbstverständlich schon alle bisher benutzten Schaltungen. Entweder wurde etwas zum Leuchten gebracht, oder aus leisen Geräuschen entstand «Lärm» über Verstärker und Lautsprecher. Mehr Energie zu steuern erfordert Schalter. Zeitgemäß arbeiten sie lautlos und ohne mechanischen Kontakt.

Platzbedingt kann das Wichtigste dieser Bauelemente nur ganz kurz vorgestellt werden, mehr dazu wieder im Bauplan-Bastelbuch Nr. 2. Der Triac ist ein in beiden Richtungen wirkender Halbleiterschalter. Nach dem «Zünden» über den Steuerkreis kann er im Hauptkreis nur wieder abgeschaltet werden, wenn dort der typabhängige Haltestrom (zwischen 20 und 100 mA) unterschritten wird. Bild 44 informiert darüber sowie über die Wirkung der relativen Lage der Zündimpulse zur Wechselspannung. Bild 45 zeigt, daß die Zündbedingungen von den relativen Polaritäten in Steuer- und Hauptkreis abhängen.

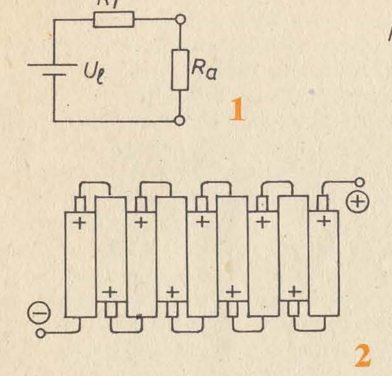
Ein Triac soll nun bei ungefährlicher Kleinspannung als einfacher, aber elektronisch gesteuerter Lichtschalter benutzt werden. 2 erprobte Schaltungen zeigen Bild 46 und Bild 47. Es sind Varianten einer Rhythmuslampe, die hier von einem Mikrofon angesteuert werden. Empfindlicher ist die in Bild 47, aber schon die in Bild 46 kann bei einem «genügsamen» Triac reichen. (Das hängt vom nötigen Steuerstrom ab.)

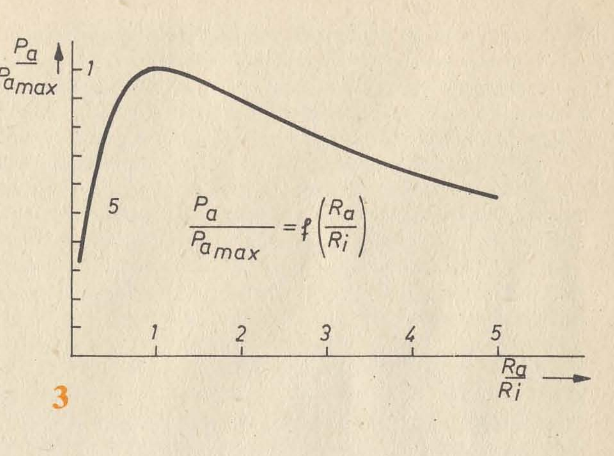
Ein Eisenbahnzubehör-Transformator oder eine Punktstrahlerlampe (z. B. 12 V/20 W) sind günstige «Ausgabeteile» für die durchaus mit Batterie betreibbare Steuerschaltung. Sie kann dadurch «mobil» bleiben; ihr Strombedarf in den Sprechpausen ist minimal. Wird der Eingangsverstärker selektiv gemacht, so lohnt es sich, ihn nochmals zu bauen und auf unterschiedliche Frequenzen abzugleichen. Bild 48 gibt dazu abschließend wenigstens noch eine Empfehlung zum Weitermachen.

Für mehr Informationen reicht diesmal der Platz nicht.

Hinweise zu Bauplan 57:

In Bild 3b freies Lötauge von 555 mit Masserand verbinden!
In Bild 12a untere SAY 30 drehen; in 12c richtig!
In Bild 12c an Oberkante 711 Diode von 1M nach Masse setzen (vergleiche Bild 12a)!





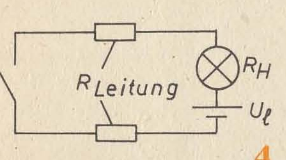
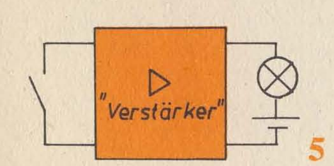


Bild 1
Einfacher Stromkreis mit Leerlaufspannung U_l, Innenwiderstand R_i und Außenwiderstand R_a

Bild 2
Diese Batterie ist trotz gleicher Leerlaufspannung (13,5 V) wesentlich harmloser als ein Kfz-Akkumulator (R_i ist größer)

Bild 3
Die größte Leistung im Außenwiderstand (Lastwiderstand) R_a entsteht bei $R_a = R_i$; U_l teilt sich dabei zur Hälfte auf R_a und R_i

Bild 4
$R_{Leitung}$ begrenzt den Lampenstrom, wenn er in die Größenordnung von R_H kommt



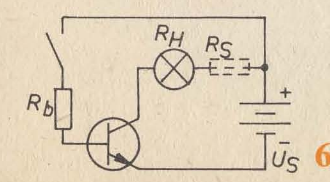
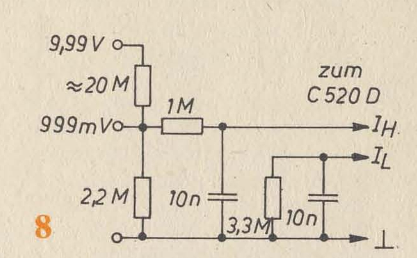
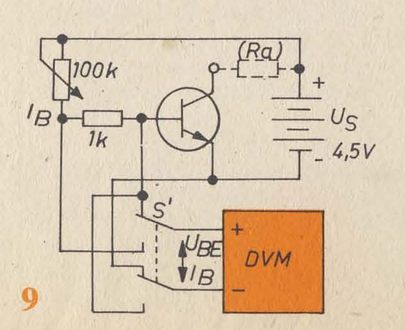


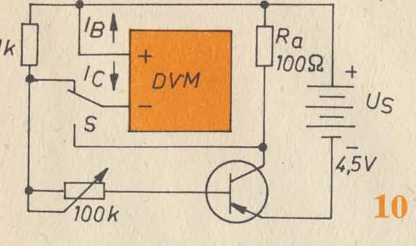
Bild 5
Ein Verstärker trennt Leistungs- und Steuerkreis

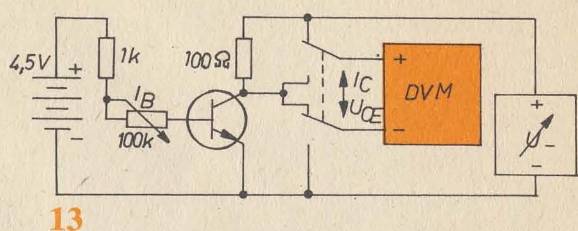
Bild 6
Praktische Ausführung zu Bild 5

Bild 7
«Nichtlinearer» Transistor-Eingangswiderstand und unterschiedliche Basiswiderstände bestimmen den Basisstrom; die Basisspannung ändert sich wenig









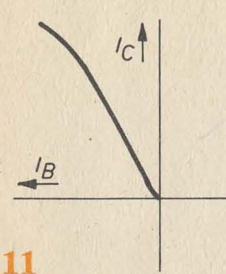
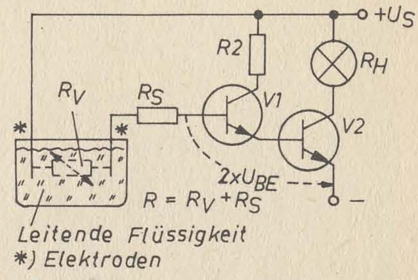
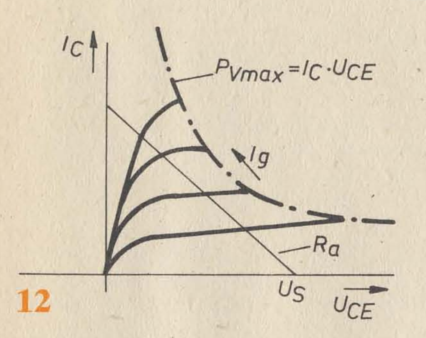


Bild 11
Meßergebnis zu Bild 10

Bild 12
Ausgangskennlinienfeld mit Außenwiderstandsgerader und Verlustleistungshyperbel (Beispiel; Werte entsprechen nicht denen von Bild 13, sonst läge P_{max} zu weit weg!)







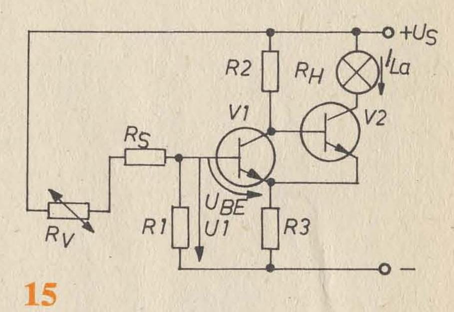
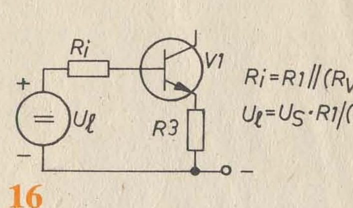
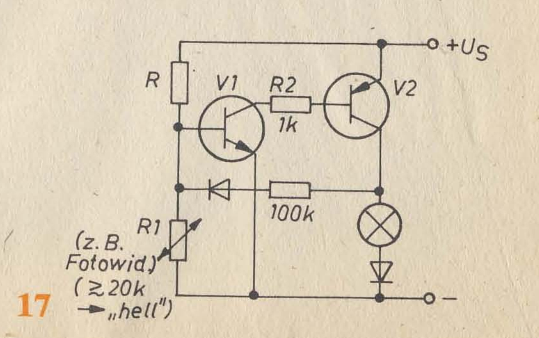


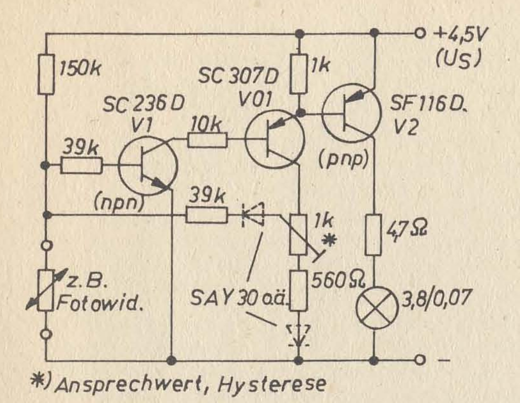
Bild 8
Hochohmige Eingangsbeschaltung für Digitalvoltmeterschaltkreis

Bild 9
Eingangskennlinien-Aufnahme: Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom werden durch einfaches Umschalten gemessen. $I_B = U/R_V$; DVM zeigt im 1-V-Bereich Strom in Mikroampere an

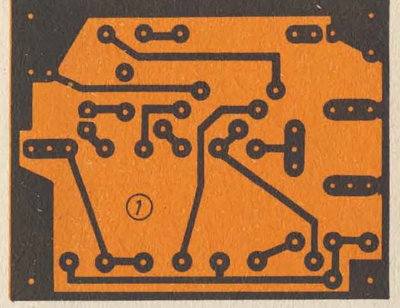
Bild 10
Messung der I_B-/I_C-Kennlinie. DVM im 1-V-Bereich zeigt bei S «oben» I_B in Mikroampere an, «unten» ist die Anzeige mit 10 zu multiplizieren, damit sich I_C ebenfalls in Mikroampere ergibt



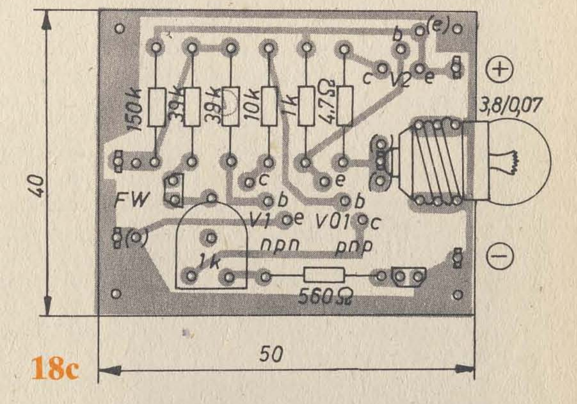




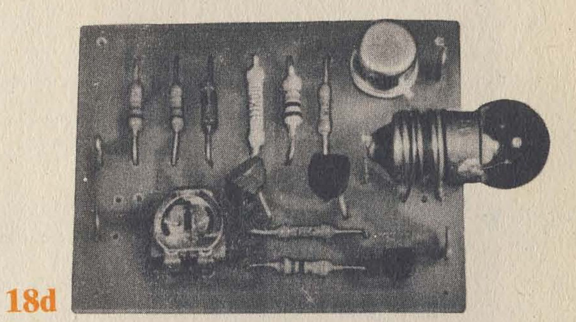
18a



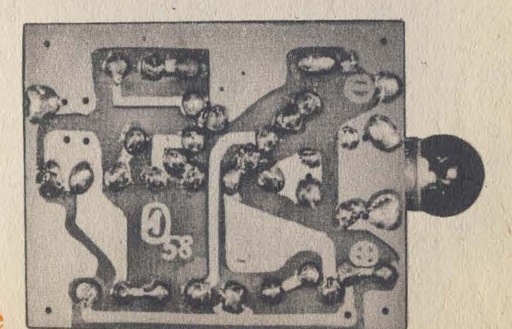
18b



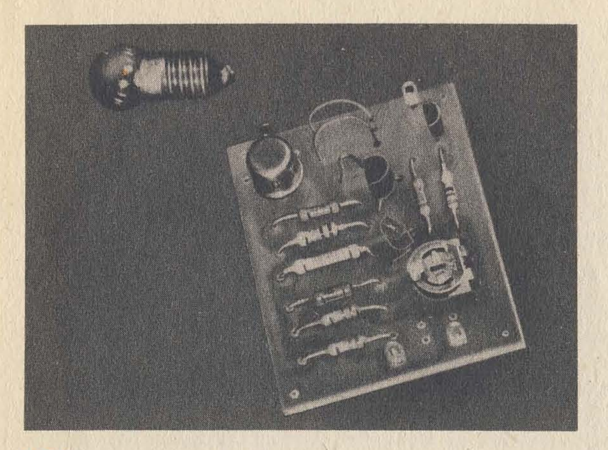
18c



18d



18e



18f

Bild 13
einfache Meßschaltung zum Ausgangskennlinienfeld

Bild 14
In dieser Schaltung multiplizieren sich die Stromverstärkungsfaktoren. Hochohmige Meßfühler werden möglich

Bild 15
V1 sperrt und Lampe leuchtet, bis die Eingangsschaltung mehr als $U_{BEmin} + I_H \cdot R3$ an V1 liefert. Lampe H verlischt dann sehr schnell

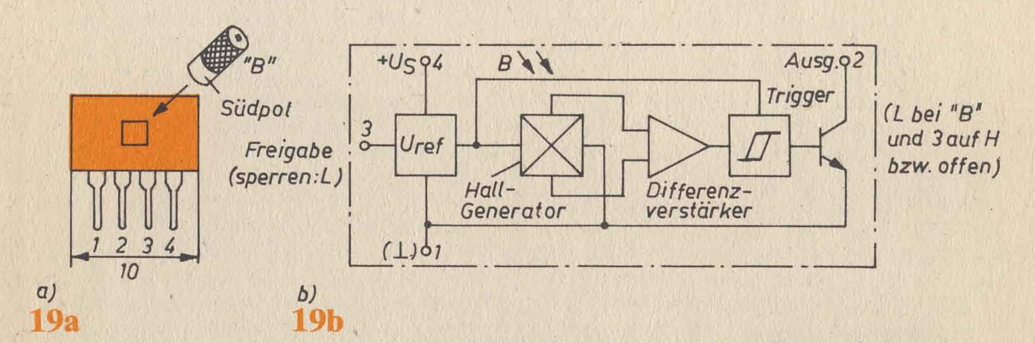
Bild 16
Ersatzschaltung zum Eingang nach Bild 15

Bild 17
Komplementärtrigger mit kleinem Ruhestrom

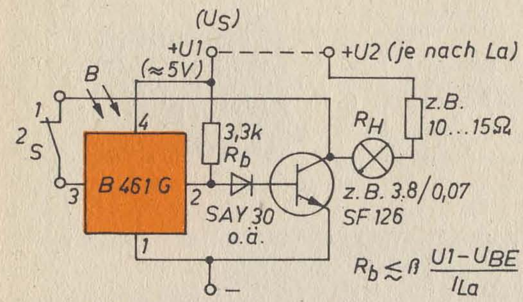
Bild 18
Dieser Trigger vermeidet den Übergangsbereich für den Lampenstrom: a – Stromlaufplan mit Variationsmöglichkeiten ähnlich Bild 17, b – Leiterbild, c – Bestükkungsplan mit Vorschlag für Lampenmontage: Drahtbügel und Stecklötöse. Keine Lampen mit mehr als 70 mA einsetzen! d – Vormuster, e – Leiterseite Vormuster, f – Lampenfassung Diode neben FW drehen!

Bild 19
Hall-Schaltkreis *B 461 G*. Als Basteltyp (*R 461 G*) gleich 6 × zusammen mit Magneten im Beutel für 11,80 M erhältlich! a – Bauform, b – Übersichtsschaltplan

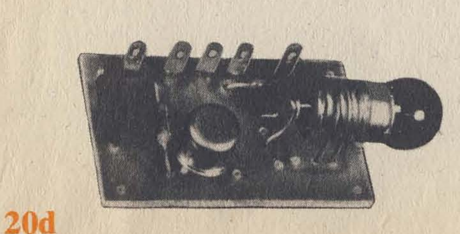
Bild 20
Wächter mit *Hall*-IS: Lampe leuchtet bei Entfernen des Magneten vom Schaltkreis; Selbsthalten auch bei Rückkehr, wenn S geschlossen; Rückstellen durch kurzes Öffnen; a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, d – Vormuster



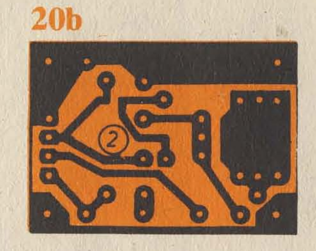
19a 19b



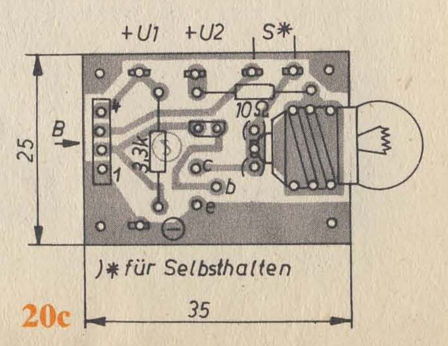
20a



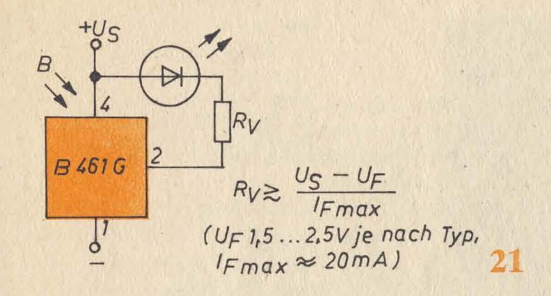
20d



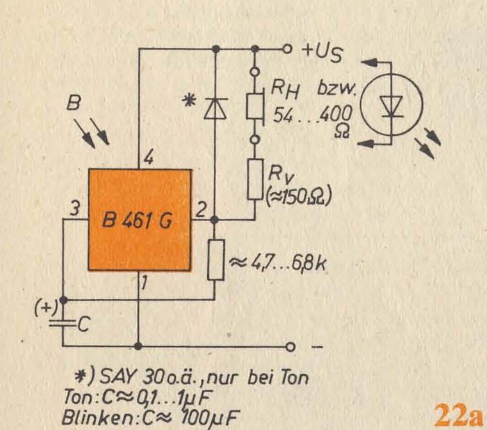
20b



20c



21



22a

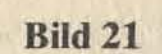
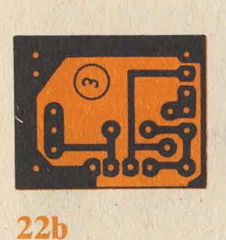


Bild 21
Lichtsignal bei Annähern des Magneten

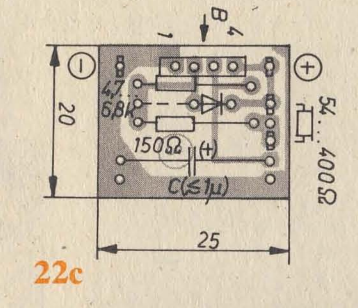
Bild 22
Bei Annäherung eines Magneten entsteht je nach dessen Größe in dieser Schaltung schon in einiger Entfernung ein Warnton bzw. blinkt eine Leuchtdiode. Die Frequenz wird um so höher, je näher der Magnet kommt. Toneinsatz bei den größeren Magneten im Bastelbeutel: etwa bei 5 mm. a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, (siehe auch Bild 23!), d – Vormuster

Bild 23
Blinkgeber mit *Hall*-IS – entweder als Näherungsmelder oder einfach ständig blinkend mit eingeklebtem kleinem Magneten: a – Bestückungsplan der Leiterplatte zu Bild 22 für diesen Fall, b – Vormuster mit eingeklebtem Magneten

Bild 24
CMOS-Inverter in seiner «Urform» und seine Reaktionen



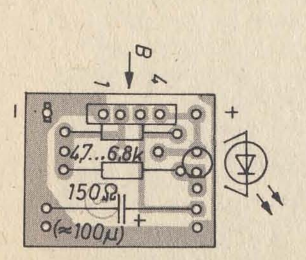
22b



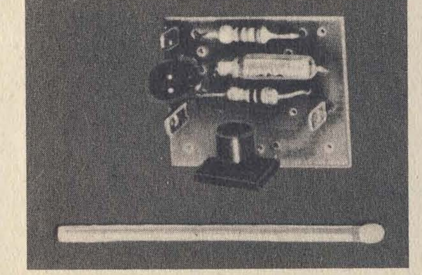
22c



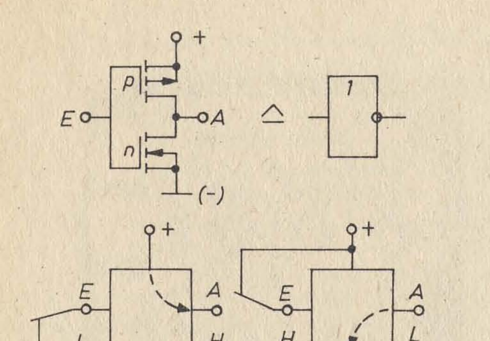
22d



23a



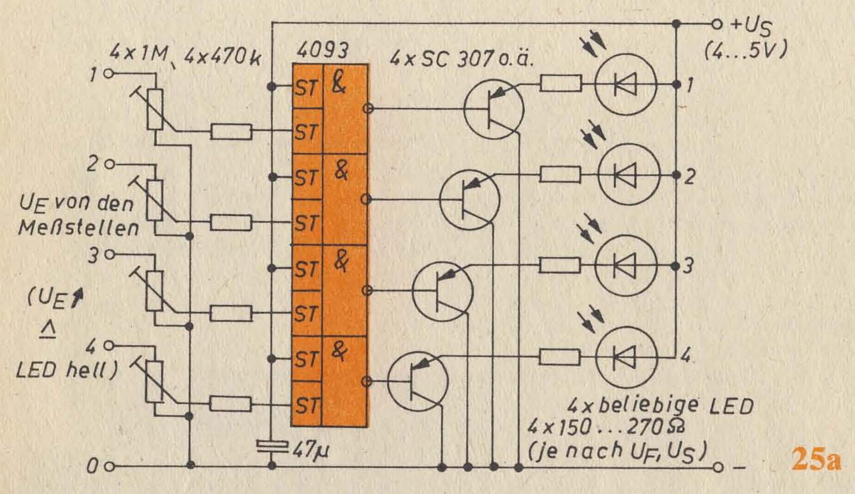
23b



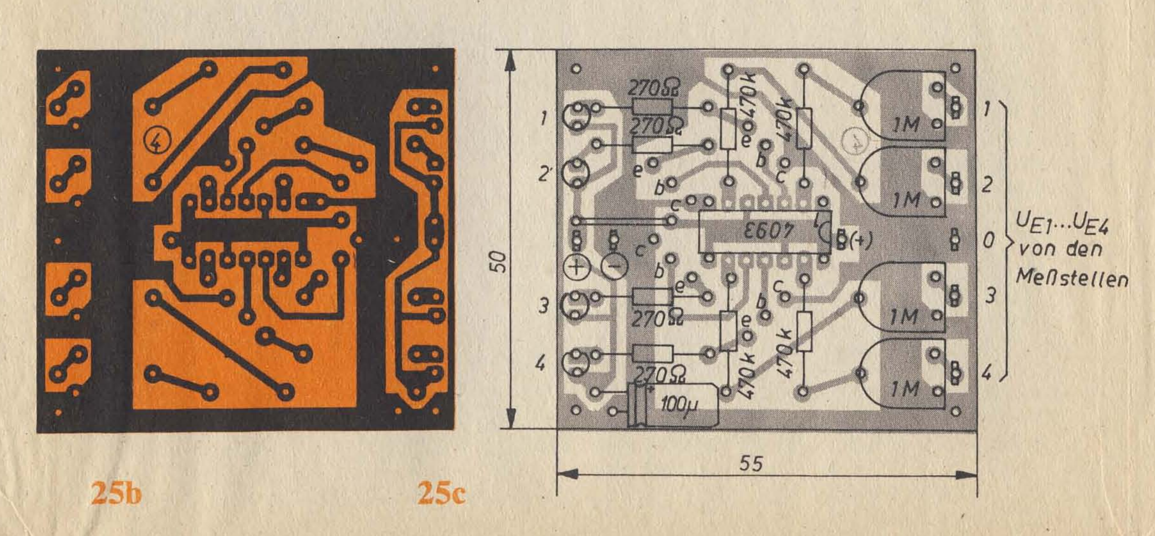
24

Bild 25
CMOS-Wächter für 4 Meßstellen in Beschaltung «Ein bei großer Eingangsspannung»: a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, d – Vormuster

Bild 26
Änderung zu Bild 25 für Signalgabe bei kleiner Eingangsspannung. Die Leiterplatte ist dafür ebenfalls geeignet. Änderungen: Drahtbrücke weglassen, (+) für Plus benutzen und Leuchtdioden drehen, Transistor-Kollektoren hochbiegen und verbinden; zusammen an ehemaligen Drahtbrückenanschluß (IS-seitig), ehemaliges (+) neben den Leuchtdioden mit (−) verbinden



25a



25b

25c

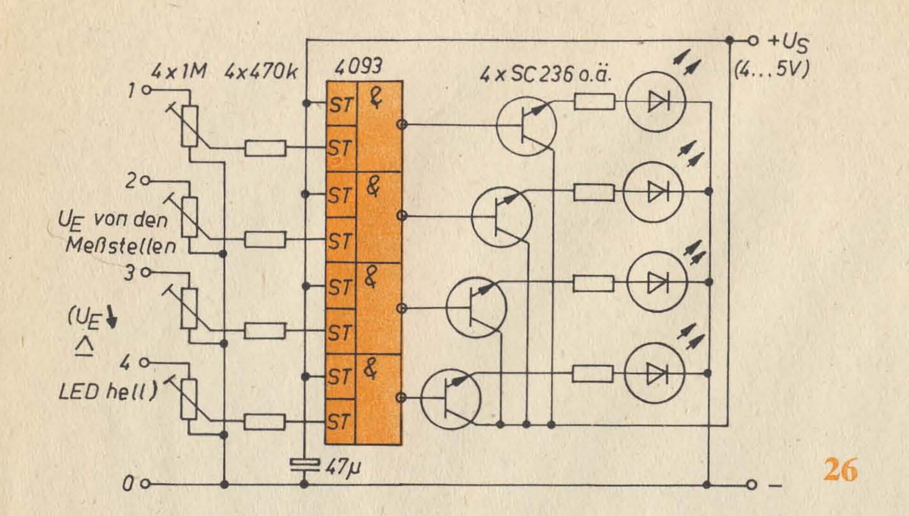
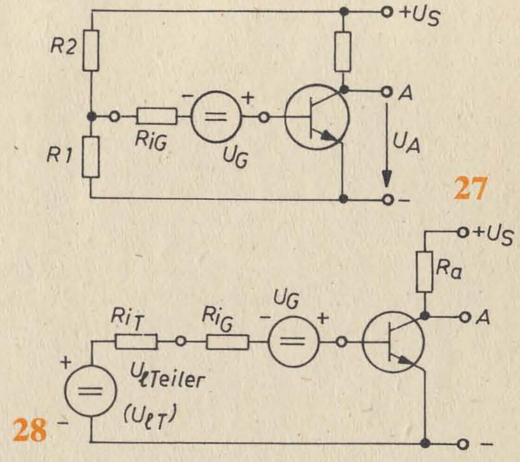
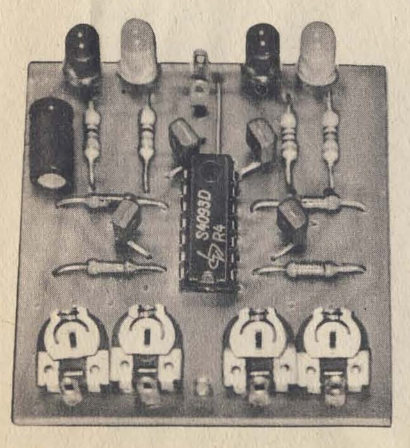


Bild 27
Transistorstufe für Signalspannungen unter $U_{BE} \approx 0{,}6$ V (nur Prinzip; stark temperaturabhängig!)

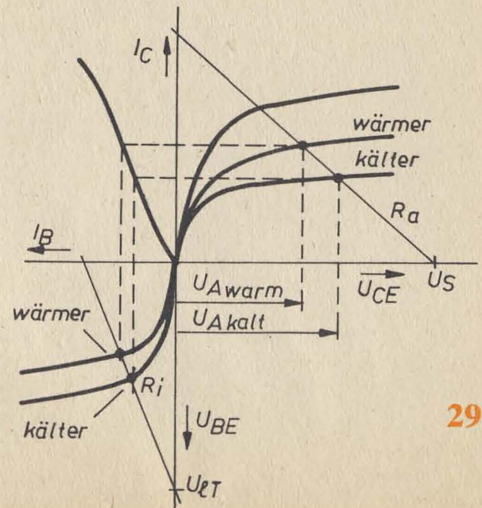
Bild 28
Ersatzschaltung zu Bild 27

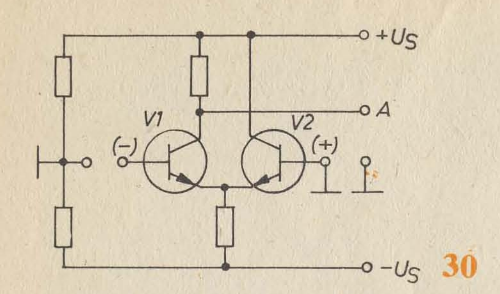
Bild 29
Temperatureinfluß auf Ein- und Ausgangskennlinien eines Transistors

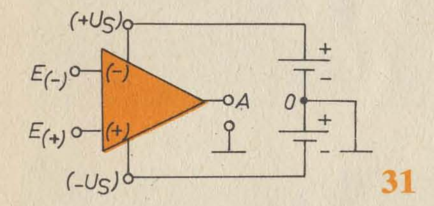


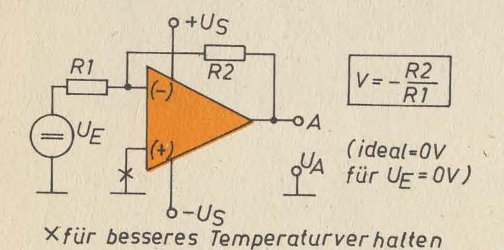


25d









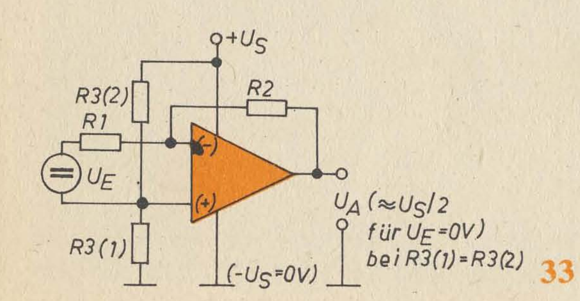
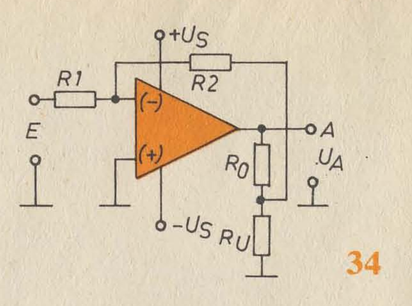
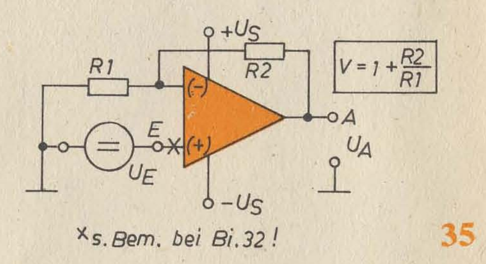


Bild 30
Differenzverstärker löst viele Probleme

Bild 31
Operationsverstärker-Symbol. Hinter (+) und (−) verbirgt sich ein Differenzverstärkereingang!

Bild 32
Invertierender OPV





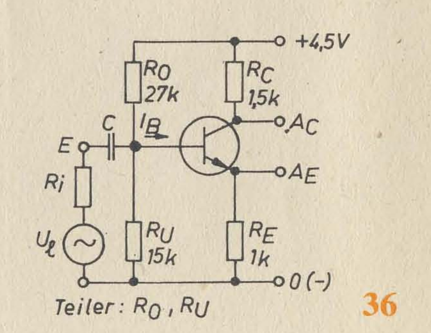


Bild 33
Unsymmetrisch betriebener OPV (nur eine Betriebsspannung)

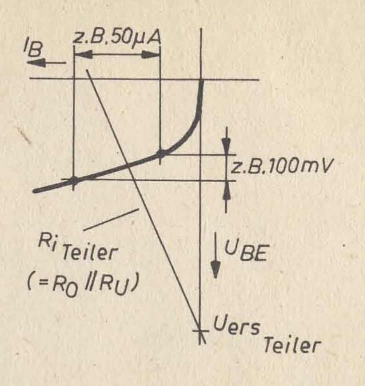
Bild 34
Invertierender OPV mit Gegenkopplung über Spannungsteiler

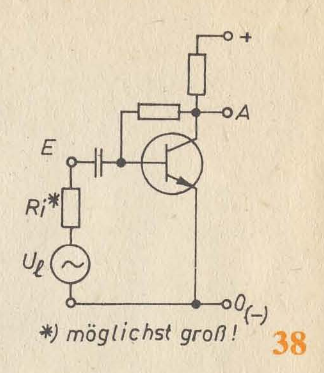
Bild 35
Nichtinvertierender OPV

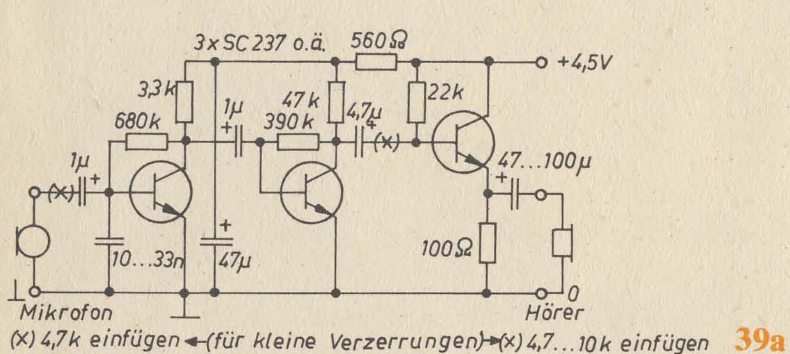
Bild 36
«Klassische» Transistorstufe mit Kollektor- und Emitterwiderstand

Bild 37
Zur Erinnerung: Basis-Emitter-Eingangsdiode wird mit kleinen Spannungen gesteuert (Beispiel ohne Einbezug von R_E)

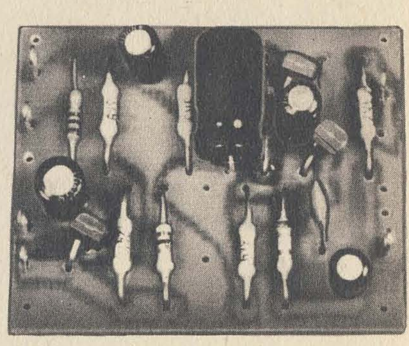
Bild 38
Sparsame Beschaltung einer Transistorstufe







39b



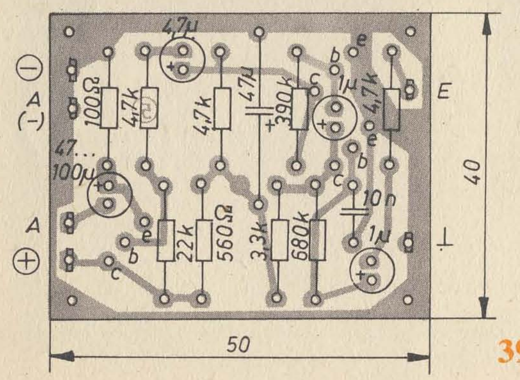
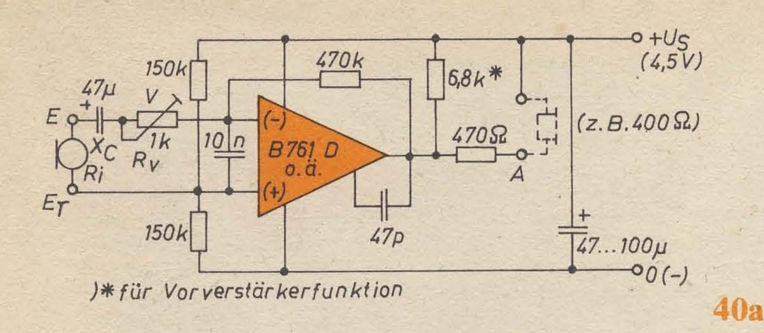
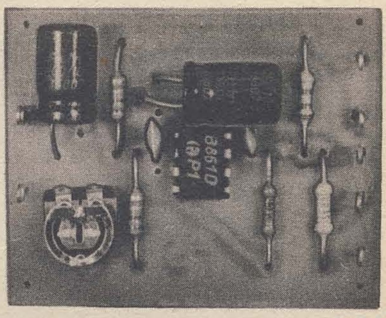


Bild 39
Transistor-Mikrofonverstärker:
a – Stromlaufplan (die Zusatzwiderstände mindern die Verstärkung, aber auch die Verzerrungen), b – Leiterbild,
c – Bestückungsplan, d – Vormuster

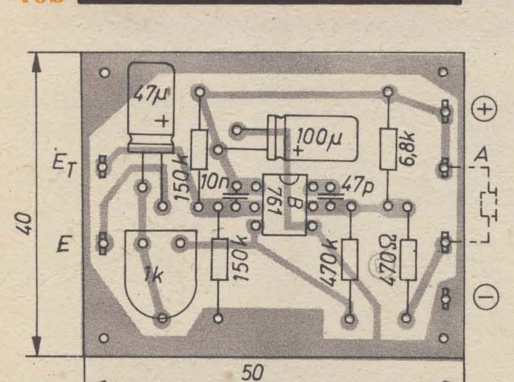


40a

40b



40d

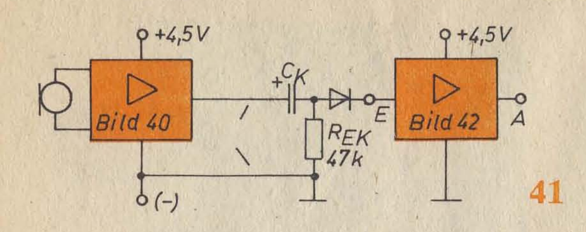


40c

Bild 40
Mikrofonverstärker mit «Open-collector»-OPV mit unsymmetrischer Speisung: a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, d – Vormuster (falsche Lage von 10 nF bei typofix korrigiert).

Schlenzig, Klaus:
Wege zur Mikroelektronik. – Berlin: Militärverlag der DDR, 1985. – 32 Seiten: 50 Bilder – (Bauplan 58)

 · Lizenz-Nr. 5 · Printed in the German Democratic Republic · Gesamtherstellung: Grafischer Großbetrieb Sachsendruck Plauen · Lektor: Rainer Erlekampf · Typografie: Helmut Herrmann · Redaktionsschluß: 20 August 1984 · LSV 3539 · Bestellnummer: 746 685 2 00100



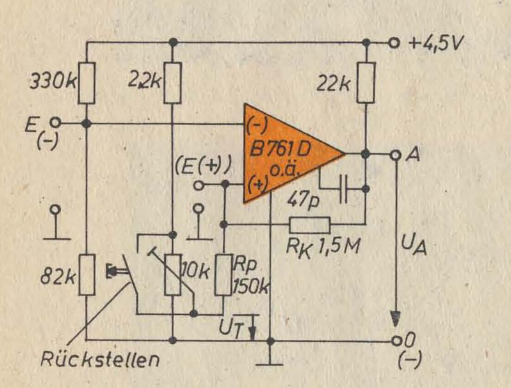
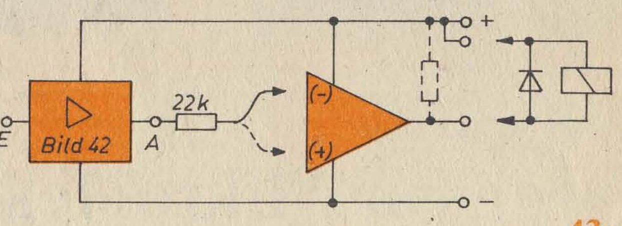


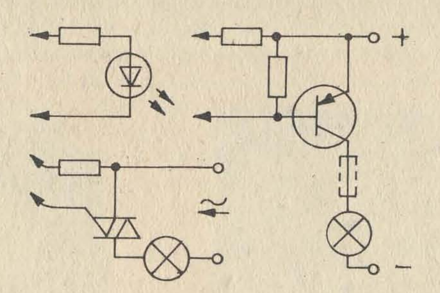
Bild 41
Mikrofon «vor Ort» schaltet bei Auftreffen von Schall einen OPV-Schwellwertschalter

Bild 42
Schwellwertschalter für Bild 41

Bild 43
Auswerten eines Schwellwert-Schaltsignals mit Puffer-OPV; a – Möglichkeiten für Leistungsstufen, b – 2 Varianten für die Kopplung beider Stufen

Bild 44
So läßt sich ein Triac zünden und löschen





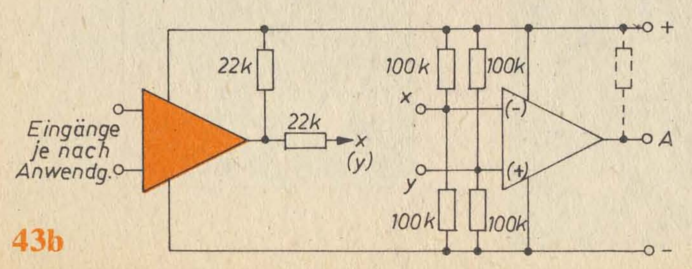
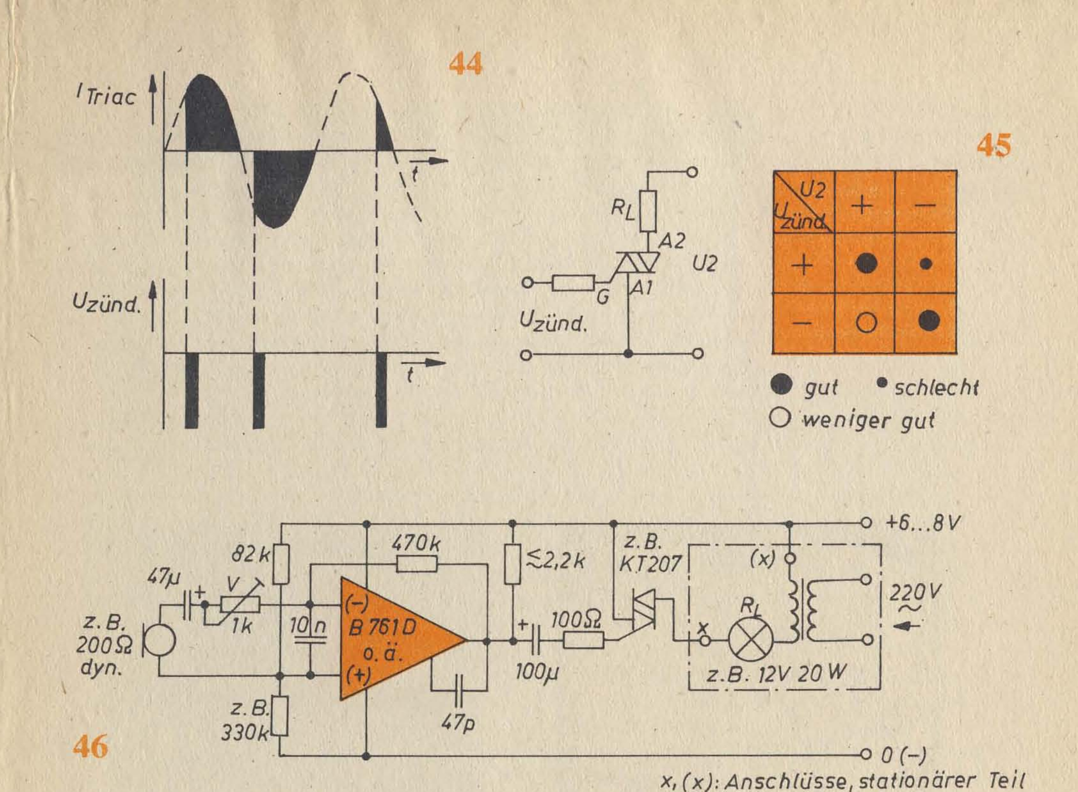
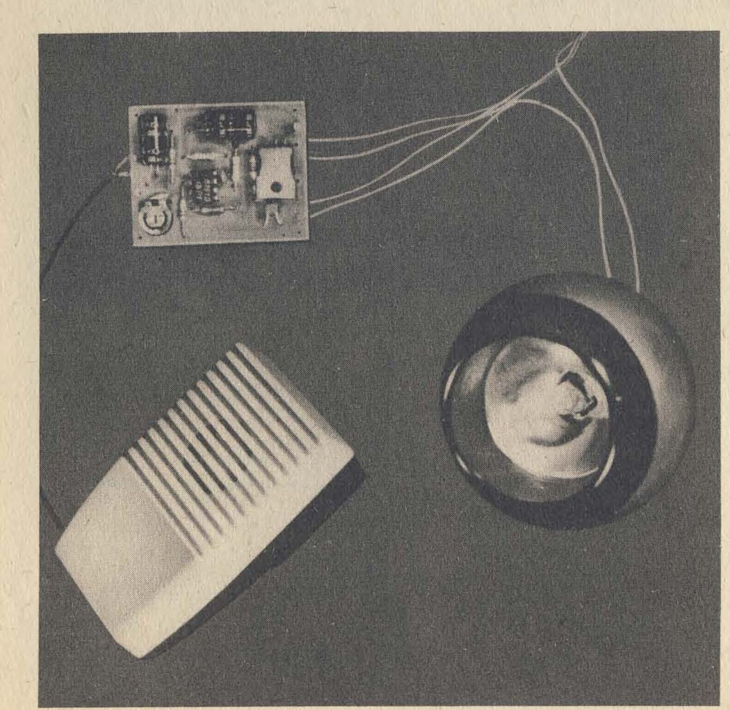


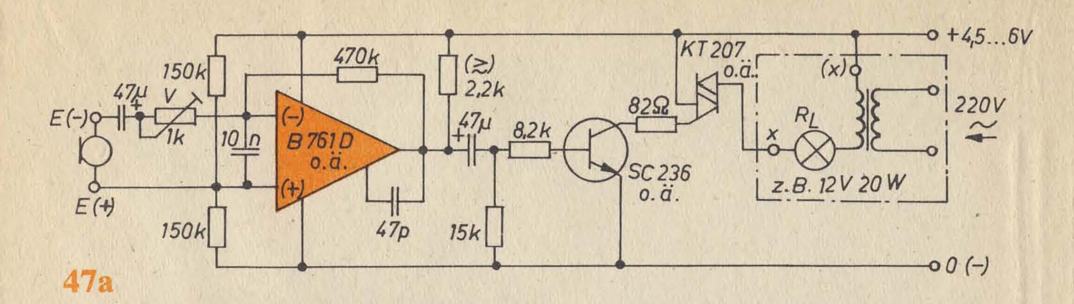
Bild 45
Schaltbedingungen in Abhängigkeit von den Polaritäten in Steuer- und Hauptkreis eines Triac

Bild 46
Einfachste Schall-Rhythmus-lampe mit OPV und Triac

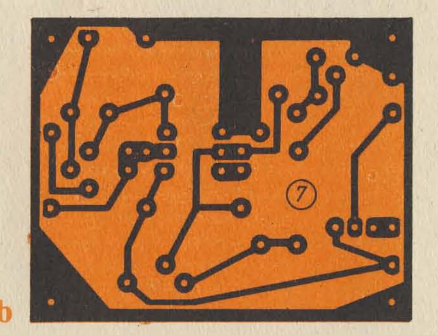




47e

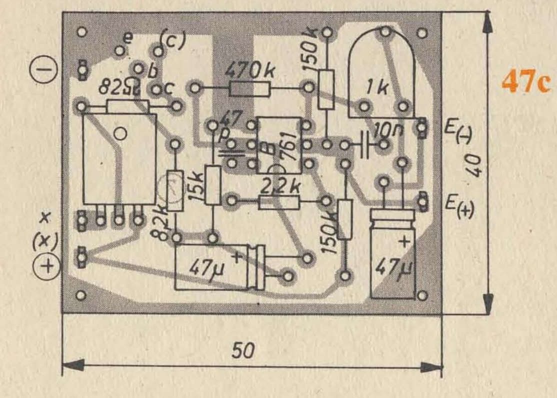


47a



47b

47d



47c

+U_S
150k
z.B. 680p*
≥2,2k
Z2
Z1
z.B. 100k
47µ
V
2,2k
z.B. 12n*
(-)
B 761 D
o.ä.
(+)
A
150 k
47µ
47p
Ri
U_ℓ
0 (-)

z.B.: Ri ≲ 100 Ω
U_ℓ ··· 50 mV

*) für mittlere NF selektiv

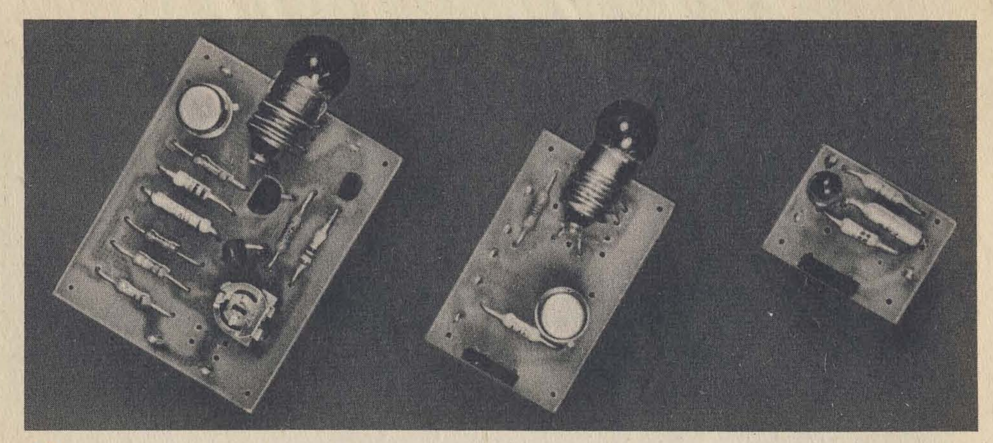
48

Bild 47
Empfindlichere Lösung zu Bild 46: a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, d – Vormuster mit Triac, vorbereitet für Anschrauben eines Kühlblechs, e – Anwendung: Rhythmuslampe

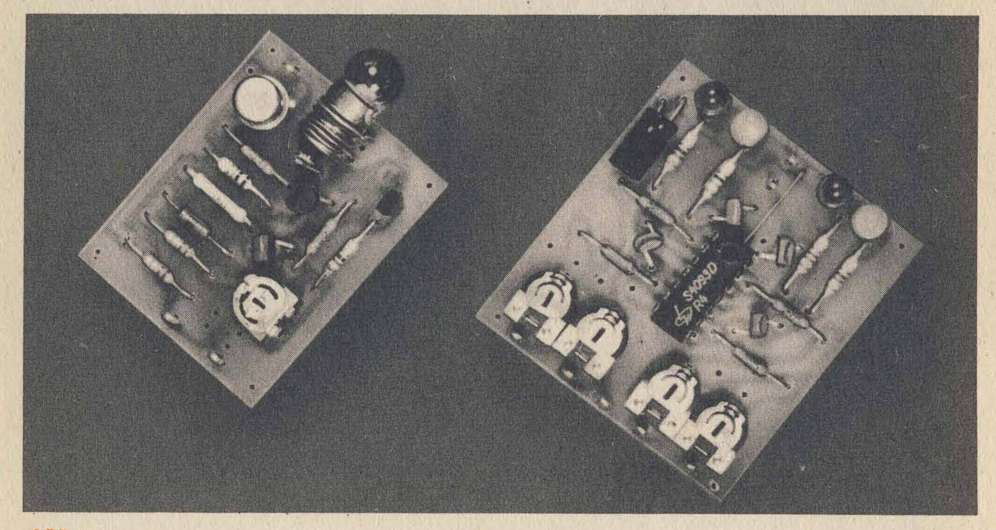
Bild 48
So oder ähnlich können OPV als Selektivverstärker eingesetzt werden, auch für Lichtorgeln

Bild 49
Vielfältige Schwellwertschalter, in diesem Bauplan behandelt, optischer Vergleich: a – Komplementärtransistorlösung, *Hall*-IS mit Lampe, *Hall*-IS mit LED; b – einfache Komplementärtransistorlösung im Vergleich mit 4facher CMOS-Lösung

Bild 50
NF-Anwendungen: Transistorvariante, OPV als Vorverstärker, OPV mit Triacausgang für Rhythmuslampe

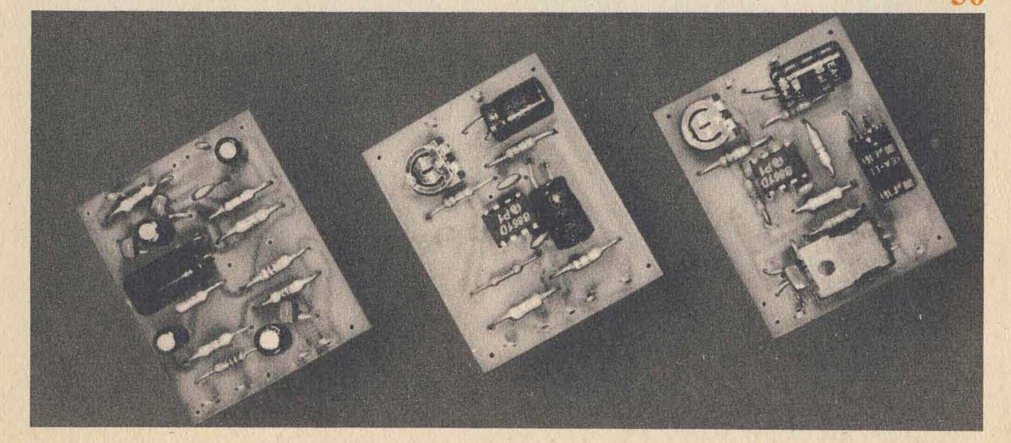


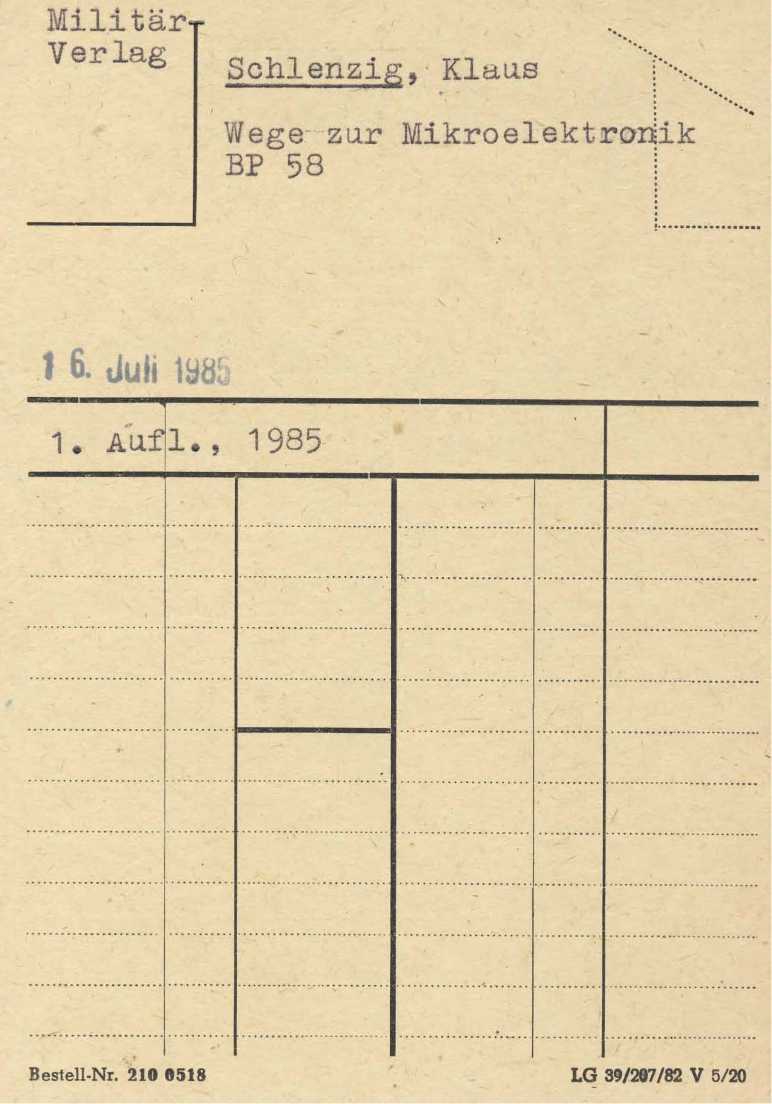
49a



49b

50





Militär-
Verlag

Schlenzig, Klaus

Wege zur Mikroelektronik
BP 58

16. Juli 1985

1. Aufl., 1985

Bestell-Nr. 210 0518

LG 39/207/82 V 5/20